radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: Ein Nachhallgerät für den Tonbandamateur

PREIS DM 2,00 · 10. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN NOVEMBER 1961 **22**



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 690

Bericht über die IMEKO und IMIS in Budapest 1961 691

Dr.-Ing. O. Henkler
Schwankt bei der Amplitudenmodulation die Amplitude des Trägers? 694

Heinz Lingenfelder
Phantastron-Kippschaltung mit Röhren und Transistoren 696

Entwurf über Inhalt und Gliederung des einheitlichen Standardwerkes der Elektrotechnik der DDR 699

Heinz Weinert
Elektrometrisches RICU-Meßgerät, Teil 2 und Schluß 700

Oswald Orlik
Der tschechoslowakische TV-Empfänger „Lotos" 703

F. Wolfgang Dabruck
Bauanleitung: Ein Nachhallgerät für den Tonbandamateur 709

Aus der Reparaturpraxis 712

Ing. Manfred Pulvers
Transistortechnik (25) 713

Dipl.-Ing. Erhard Semlin
Der Einfluß der Streuungen der Röhrenkennwerte auf die Eigenschaften von Rundfunkempfängern, Teil 2 und Schluß 715

Ing. Heinz Lehmann
Wann Vierspurtechnik? 717

Fachbücher 718

TV-Weitempfangsbeobachtungen 1961 720

OBSAH

Oznámení a zprávy 690

Zpráva o IMEKO a IMIS, Budapešť 1961 691

Dr.-Ing. O. Henkler
Kolísá u amplitudové modulace amplituda nosné? 694

Heinz Lingenfelder
Fantastron s elektronkami a tranzistory 696

Návrh obsahu a členění normalizace elektrotechniky v NDR 699

Heinz Weinert
Přístroj pro elektrometrická měření R, I, C, U, díl druhý a závěr 700

Oswald Orlik
Čs. televizor „Lotos" 703

F. Wolfgang Dabruck
Stavební návod: zařízení pro vznik umělého dozvuku určené pro amatéra 709

Z opravářské praxe 712

Ing. Manfred Pulvers
Tranzistorová technika (25) 713

Dipl.-Ing. Erhard Semlin
Vliv rozptylu charakteristických vlastností elektronek na vlastnosti rozhlasových přijímačů, díl druhý a závěr 715

Ing. Heinz Lehmann
Kdy čtyřstopý záznam? 717

Odborné knihy 718

Pozorování dálkového příjmu televize v r. 1961 720

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 690

О Международной конференции по измерительной технике и приборостроению, состоявщейся Будапеште в 1941 г. 691

Д-р техн. наук Д. Хенклер
Изменяется ли при амплитудной модуляции амплитуда несущей частоты? 694

Гейнц Лингенфельдер
Фантастрон на лампах и транзисторах 696

Проект содержания и подразделения одиного сборника стандардов но электротехнике ГДР 699

Гейнц Вейнерт
Электрометрический прибор RICU, ч. 2-я и окончание 700

Освальд Орлик
Чехословацкий телевизор «Лотос» 703

Ф. Вольфганг Дабрук
Самодельный реверберator для радиолюбителя 709

Из работы ремонтных мастерских 712

Инж. Манфред Пульверс
Техника полупроводниковых триодов (25) 713

Диплом-инж. Эргард Землин
Влияние разброса ламповых параметров на свойства радиовещательных приемников, ч, 2-я и окончание 715

Инж. Гейнц Леман
О четырехдорожечной звукозаписи 717

Новые книги 718

О дальнем приеме телевидения в 1961 г. 720

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 690

Report of IMEKO and IMIS 1961 Held at Budapest 691

Dr.-Ing. O. Henkler
Does the Carrier Amplitude Fluctuate in Amplitude Modulation? 694

Heinz Lingenfelder
Phantastron Relaxation Oscillator with Tubes and Transistors 696

Project of the Contents and the Classification of the Electrical Engineering Standards in the German Democratic Republic 699

Heinz Weinert
Electrometric RICU Measuring Instrument (Part 2 and Concluded) 700

Oswald Orlik
Czechoslovak TV Receiver "Lotos" 703

F. Wolfgang Dabruck
Instruction for Construction: Reverberation Equipment for the Sound Recording Tape Amateur 709

Repair Practice 712

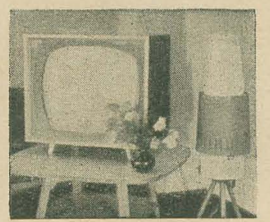
Ing. Manfred Pulvers
Transistor Technique (25) 713

Dipl.-Ing. Erhard Semlin
Influence of Scatterings of Tube Characteristics on Properties of Broadcast Receivers (Part 2 and Concluded) 715

Ing. Heinz Lehmann
Four-Track Technique and When it Is Applied 717

Technical Books 718

Observations on TV Long-Distance Reception 1961 720



Titelbild:

Unser Titelbild zeigt den tschechoslowakischen TV-Empfänger „Lotos", der bereits im Handel erhältlich ist und dessen Beschreibung Sie auf Seite 703 finden.

Foto: H. Blunck

UNSERE LESER SCHREIBEN

Sehr geehrte Herren!
Es ist nicht meine Gewohnheit, anonyme Briefe zu schreiben. Ich glaube, dies ist der zweite in meinem Leben; den ersten schrieb ich, als ich 18 oder 19 Jahre alt war. Sie werden den Grund für die Anonymität erraten können.
Ihr Aprilscherz hat weitere Kreise gezogen, als Ihnen bekannt ist. Er tat selbst im fernen Amerika seine Wirkung. Ich bin ein „Technical Librarian" im Pentagon, und meine Aufgabe ist es, deutschsprachige Zeitschriften auszuwerten, darunter auch die Ihrige. Erscheint mir ein Artikel als wichtig, so wähle ich ihn für geeignete Titel (headings); er wird dann auf Karteikarten eingetragen und ist unter diesen Titeln sowie dem Namen des Verfassers zu finden. Ein technischer Bibliothekar kann natürlich nicht auf allen Gebieten gleich zu Hause sein. Vorsichtshalber fragte ich zwei Radio- und Radarfachleute, die als Leser unsere Bibliothek besuchen. Der eine, ein jüngerer Mann, sagte: „Nonsense. The man probably had an aerial that was mismatched. Then he tried the tube and it happened to be matched better, therefore his results were better." *(„Unsinn. Der Mann hatte wahrscheinlich eine fehlangepaßte Antenne. Dann versuchte er es mit der Röhre, und die war zufällig besser angepaßt. Daher bekam er bessere Resultate." D. Red.)* Der ältere jedoch sagte: „I don't see how it would work. However, we know too little – perhaps it does work. It certainly should be tried." *(„Ich verstehe nicht, wie das funktionieren könnte. Aber wir wissen so wenig – vielleicht funktioniert es doch. Man muß es jedenfalls versuchen." D. Red.)* Ich dachte: hier haben wir den echten Wissenschaftler, der sich nicht – wie jener junge Mann – einbildet, schon alles zu wissen, und neuen Entdeckungen offen ist. Und ich bezeichnete den Artikel als possibly important *(möglicherweise von Bedeutung D. Red.)*.
Nun kam Ihre neue Nummer mit der Aufklärung. Schleunigst entfernte ich heimlich die Karten aus dem Katalog. (Eine lege ich als Beispiel bei.) *(Liegt jetzt in der Redaktion unter Glas im Panzerschrank zur Ansicht aus! D. Red.)* Professor Lirpa ist, nach seinem kurzen Ruhm, in der Versenkung verschwunden. Ich hoffe nur, daß nicht inzwischen schon jemand einen Millionenkontrakt beantragt hat zwecks Untersuchung dieses neuen und interessanten Phänomens.

Mit besten Grüßen
Ihr Aprilnarr

Wir danken unserem fernen Leser für seine humoristisch-selbstkritische Zuschrift. Da er offenbar ausgezeichnet deutsch spricht, möchten wir ihn im Hinblick auf seine Unterschrift mit dem alten Volksspruch trösten:

„Das sind die Weisen,
die vom Irrtum zur Wahrheit reisen.
Die im Irrtum verharren,
das sind die Narren!"

*

Ich möchte Sie um Rat fragen. Mein Fernseh-Antennenverstärker ist für den Kanal 5 ausgelegt. Kann man nun diesen Verstärker auch für andere Kanäle im Band III umbauen? Wenn ja, dann bitte ich Sie, mir Näheres darüber zu schreiben, nach Möglichkeit mit Schaltbild.

W. B., Ueckermünde

Im allgemeinen ist es unmöglich, einen für den Empfang eines Fernsehkanals ausgelegten Antennenverstärker für mehrere Kanäle auszulegen. Durch das Erweitern des Verstärkers für mehrere Kanäle würde die Bandbreite und damit zwangsläufig das Rauschen des Verstärkers ansteigen, d. h., die Verwendung eines Verstärkers wäre wertlos. Die einzige Möglichkeit — das jeweilige Abstimmen des Verstärkers auf den empfangenen Kanal — verbietet sich wegen des viel zu großen Aufwandes.

*

In einer der Zeitschriften radio und fernsehen befand sich vor etwa 3 Jahren als Beilage ein kleines Röhrentaschenbuch, in dem unter anderen neuentwickelten Röhren die EF 86 verzeichnet ist. Ich würde mich sehr freuen, wenn es Ihnen möglich wäre, diese Zeitschrift ausfindig zu machen und mir noch zuzustellen.

K.-H. S., Zwickau

Ein Röhrentaschenbuch wurde vor einigen Jahren einmalig für unsere Abonnenten beigefügt. Es handelte sich — wie bereits gesagt — um eine einmalige Angelegenheit, zudem ist das seinerzeitige Taschenbuch längst veraltet, so daß wir es für unnütz halten, darauf zurückzukommen. Die Röhre EF 86 wurde vor nunmehr fünf Jahren [Heft 17 und Heft 19 (1956)] in unseren Rohreninformationen beschrieben — von Neuentwicklung kann daher keine Rede sein — und ist in allen modernen Röhrenbüchern zu finden.

*

...Ich möchte Sie bitten, mir folgende Frage zu beantworten: Wie kann mit einfachen Mitteln die Brauchbarkeit bzw. der Brauchbarkeitsgrad (?) eines Stabilisators 280/80 ermittelt werden?
Ich verfüge über mehrere Stabilisatoren des genannten Typs, die sämtlich nicht mehr neu sind. Für ein Modulationsgerät möchte ich jedoch einen Stabilisator zur Stabilisierung der Anodenspannung verwenden. Mir ist jedoch nicht klar, wie ich unter den vorhandenen Stabilisatoren den noch brauchbarsten (!) herausfinden kann.

G. W., Berlin O 112

Die Brauchbarkeit einer Stabilisator-Röhre läßt sich am einfachsten durch Messung bzw. Kontrolle ihres Brennstromes feststellen. Zweckmäßigerweise schalten Sie der Röhre ein Voltmeter parallel, einen Vorwiderstand und einen Strommesser in Reihe zu der Röhre und schließen das Ganze an ein Netzgerät genügend großer Spannung. Der Strom des STR 280/80 muß bei einer Änderung von etwa 10 ··· 80 mA eine beinahe konstante Klemmenspannung an der Röhre bewirken, eine Änderung von 10 V über den gesamten Strombereich ist zulässig. Etwaige Spannungssprünge bei Stromänderung deuten u. U. auf Erlöschen der Glimmstrecke, d. h. der Stabilisator ist unbrauchbar.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Tantalkondensatoren ●

Die neuen typisierten Mittelsuper der VVB RFT Rundfunk und Fernsehen ●

Der Mesa-Transistor ●

Zur Dimensionierung von White-Katodenfolger-Schaltungen ●

Teil 1 des Beitrages „Farbfernsehen" ●



▼ **In 30 Länder** werden die in Nanking gefertigten Rundfunkempfänger mit der Marke „Panda" exportiert. Vor der Befreiung war das Werk in Nanking auf den Zusammenbau importierter Teile angewiesen, seit 1952 verwendet es jedoch, abgesehen von Röhren usw., Teile eigener Produktion. Auf dem Produktionsprogramm stehen sowohl Heimempfänger als auch Kofferempfänger, Tonbandgeräte und Transistorradios.

▼ **Die Ford Motor Company** will durch Austausch von Aktien die Philco Corp. in Philadelphia, eines der ältesten Unternehmen der amerikanischen Radio- und elektronischen Branche, erwerben. Geplant ist, die Philco-Werke als Tochtergesellschaft von Ford fortzuführen, wobei allerdings noch nicht bekannt ist, wieweit auch die Philco-Marke beibehalten wird.

▼ **Stimme der Revolution** heißt der neue guineische 100-kW-Sender, der Ende September eingeweiht wurde. Guineische Werktätige und sowjetische Techniker hatten ihn in der Rekordzeit von elf Monaten im Busch gebaut. Er ist durch ein 30 km langes Kabel mit den Studios in der Hauptstadt Conakry verbunden.

▼ **Für passionierte Bastler** fertigt der halbstaatliche Betrieb Moritz Hädrich in Saalfeld in diesem Jahr 3500 Transistoren-Einkreiser-Radiobaukästen. Der Baukasten enthält sämtliche Einzelteile für einen spielfertigen und leistungsfähigen Einkreiser.

▼ **Ein Tonbandgerät mit selbsttätigem Wechsel der Bandkassetten,** bei dem Kosten und Bedienungskomfort einem Plattenwechsler entsprechen, wurde bei der Armour Research Foundation des Illinois Institute of Technology entwickelt. Die gewünschte Kassette wird durch einen Druck auf einen Knopf innerhalb von drei Sekunden zum Abspielen gebracht.

▼ **Ein neuer Fernsehsender** mit einer Leistung von 30 kW wurde am 7. November auf dem Berg Cubrak südlich von Prag in Betrieb genommen. Der Sender schloß die letzte Lücke des tschechoslowakischen Fernsehnetzes. Der 4,5-kW-Sender auf dem Berg Petrin wird in eine Versuchsstation für das Farbfernsehen umgewandelt.

▼ **Ein Tonbandanschluß für Fernsehgeräte** ist von Telefunken herausgebracht worden. Es handelt sich um einen neuartigen Diodenanschluß, der eine berührungssichere Verbindung des Tonbandgerätes mit dem TV-Empfänger ermöglicht und damit den VDE-Bestimmungen entspricht.

▼ **Berichtigung:** Im Bild 11 des Beitrages „Das Kühlproblem bei Halbleiterbauelementen mit großer Verlustleistung" im Heft 19 (1961) S. 612 muß es statt „Kühlkörper nach Bild 6 geschwärzt" ... nach Bild 12 ... heißen, darunter ist „nach Bild 5" in „nach Bild 13" abzuändern.
Im Bild 1 des Beitrages „Praktische Hinweise zum Bau eines Synchrodetektors" im Heft 18 (1961) S. 584 ist versehentlich die Katode im Triodenteil der ECH 81 an Masse gelegt worden. Die ECH 81 hat natürlich nur eine Katode und an der liegt das RC-Glied 150 Ω, 5 nF gegen Masse, wie beim Heptodensystem richtig gezeichnet.

Videotelefon in Moskau, Leningrad und Kiew

Drei sowjetische Millionenstädte sind seit dem 17. Oktober durch die erste Videotelefonanlage miteinander verbunden, nämlich Moskau, Leningrad und Kiew. Die zweiseitige Kabelfernsehverbindung, die zwischen diesen drei Städten seit einiger Zeit besteht, wurde vom Ministerium für Post- und Fernmeldewesen der UdSSR für den öffentlichen Videotelefonverkehr freigegeben. Die Gebühren für ein Telefonat mit Fernsehen sind die gleichen wie für ein Blitzferngespräch. Die Leitungen stehen täglich sechs Stunden, in denen kein Fernsehprogramm läuft, zur Verfügung.
In jeder der drei beteiligten Städte besteht bisher ein Videotelefonamt, das sich in der Nähe des jeweiligen Fernsehzentrums befindet. In Leningrad ist es sogar direkt im Fernsehzentrum untergebracht.
Aus der Telefonzelle wurde das Videotelefonstudio, in dem ein Tisch mit Tischmikrofon, zwei TV-Empfänger und zwei Industriefernsehkameras mit Fernschaltung aufgestellt sind. Der Gesprächsteilnehmer spricht und sieht seinen Partner in voller Abgeschlossenheit. Die Kameraobjektive mit 35 mm und 100 mm Brennweite werden von der technischen Zentrale des Amtes aus eingestellt, die mit dem Hauptschaltraum des Fernsehzentrums verbunden ist.

Militärischer Nachrichtenverbindungsweg durch den Weltraum?

Am 21. 10. 1961 wurde von Point Arguello, Kalifornien (USA), ein Satellit vom Typ Midas auf eine kreisförmige Umlaufbahn etwa 3200 km über der Erdoberfläche gebracht. Seine Aufgabe bestand darin, 350 Millionen haarfeine Dipole aus Kupfer auszustreuen, die in etwa 60 Tagen einen Reflektorgürtel für bestimmte Frequenzen von 8 km Weite und 40 km Tiefe bilden sollen. Das Experiment dient, wie u. a. die BBC am 22. 10. erklärte, ausschließlich militärischen Zwecken. Nach der Absicht der amerikanischen Dienststellen soll der Reflektorgürtel ungefähr 4···8 Jahre bestehen bleiben. Danach sollen die Nadeln zur Erde zurückgekehrt sein.
Wie jedoch Prof. Sir Bernard Lovell, Direktor des britischen Radioteleskops in Jodrell Bank, erklärte, kann bereits ein kleiner Irrtum beim Start des Satelliten bewirken, daß der Reflektorgürtel bzw. Teile von ihm nicht einige Jahre, sondern Hunderte von Jahren bestehen bleiben. Er störe nicht nur radioastronomische Beobachtungen, sondern könne auch einen bemannten Weltraumflug gefährden. Prof. Lovell nannte das amerikanische Projekt „einen Flecken auf dem amerikanischen Programm der Weltraumforschung" und teilte mit, daß die Internationale Astronomische Vereinigung, die Internationale Vereinigung wissenschaftlich angewandten Radios und der Internationale Rat wissenschaftlicher Vereinigungen (International Astronomical Union, International Union of Scientific Radio and International Council of Scientific Unions) vergeblich gegen seine Durchführung protestiert hätten. In ähnlicher Weise äußerten sich u. a. Prof. Martin Ryle, Leiter des Mullard Radio Observatoriums und der Astronomischen Abteilung der Cavendish Laboratorien in Cambridge, Prof. J. H. Oort aus Den Haag, und Prof. Fred Hoyle, Professor für Astronomie in Cambridge, der erklärte: „Je schärfer man sich dazu äußert, um so besser — hier wurde ein großes intellektuelles Verbrechen begangen."

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR Stand vom 30. 9. 1961

Bezirksdirektion für Post- und Fernmeldewesen	Rundfunkteilnehmer insgesamt	davon Fernsehteilnehmer
Rostock	238 400	59 300
Schwerin	179 500	45 200
Neubrandenburg	180 000	43 600
Potsdam	367 200	105 600
Frankfurt (Oder)	202 500	53 400
Cottbus	243 100	57 100
Magdeburg	419 700	119 900
Halle	615 400	156 300
Erfurt	375 700	102 000
Gera	234 000	53 200
Suhl	157 100	41 300
Dresden	657 900	138 200
Leipzig	540 400	114 900
Karl-Marx-Stadt	743 600	175 400
Berlin	439 300	102 000
	5 593 800 (—5400)	1 367 400 (+ 99 800)

„Neue Aufgaben" des westdeutschen Rund- und Fernsehfunks

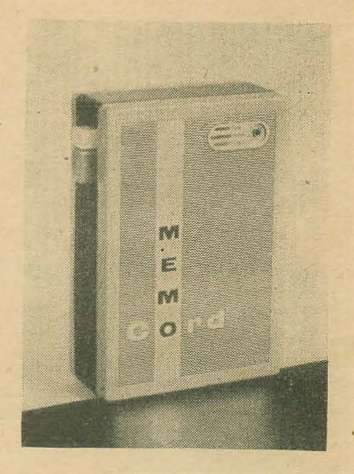
Die Westberliner Fachhandelszeitschrift „radio-fernseh-händler" bestätigt in ihrer Nr. 9 (1961), daß das westdeutsche Fernsehen und der Rundfunk „nach dem 13. August 1961 ... neue wichtige Aufgaben" hätte. Die Zeitschrift meint, das westdeutsche Fernseh-Unterhaltungsprogramm müsse zugunsten der stärkeren Einschaltung des Sendeprogramms in politische Propaganda „gelegentlich verkürzt" werden. Sie fährt fort: „Außerdem ist es notwendig, die Programmgestaltung so elastisch zu machen, daß sie jeder politischen Notwendigkeit sofort gerecht werden kann." Ein Beispiel einer solchen politischen Notwendigkeit sieht der „radio-fernsehhändler" in der mehrfachen Rundfunk- und Fernsehübertragung des Besuchs des amerikanischen Vizepräsidenten Johnson in Westberlin.

Datenänderung der ZL 910/6 bis ZL 910/16

Das Institut für Halbleitertechnik teilt mit, daß aus fertigungstechnischen Gründen die Konstruktion der Leistungszenerdiodenreihe ZL 910/6 bis ZL 910/16 geändert werden mußte. Die maximal zulässige Verlustleistung bei einer Umgebungstemperatur von 45 °C und Wärmeableitung durch ein 80 × 80 × 2 mm großes Alublech beträgt nunmehr 3 Watt. Die Angaben über die Verlustleistung und den Wärmewiderstand im vorläufigen Datenblatt vom Mai 1960 und im Katalog des Halbleiterwerkes Frankfurt/Oder sind ungültig. Das neue Datenblatt wird Anfang 1962 erscheinen.

Technische Mitteilung 61 T 8

Das Institut für Halbleitertechnik gab die Technische Mitteilung 61 T 8 „Leistungstransverter mit dem Transistor OC 833" heraus. Nach einer allgemein gehaltenen Einführung in das Gebiet des Transistorschalters werden die grundlegenden Beziehungen für die Bemessung eines Transistortransverters erläutert. Als Anwendungsbeispiel wird im Anschluß daran ein Gegentakt-Transverter zum Betrieb einer Leuchtstoffröhre berechnet, der bei einer Frequenz von einigen Kilohertz arbeitet. Besonders interessant ist, daß bei derartigen Frequenzen der Lampenwirkungsgrad etwa 20% größer ist als beim Betrieb am 50-Hz-Lichtnetz.



Memocord, ein Kleinstdiktiergerät der österreichischen Firma Stuzzi wiegt nur 350 p und ist 116×80×36 mm groß. Es ermöglicht ohne Bandwechsel eine Aufzeichnungs- bzw. Wiedergabedauer von einer Stunde. Diese lange Laufzeit wird durch eine mittlere Bandgeschwindigkeit von etwa 3,5 cm/s und vier Spuren erreicht.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

10. JAHRGANG · 2. NOVEMBERHEFT **22** 1961

Bericht über die IMEKO und IMIS in Budapest 1961

Die 2. Internationale Konferenz für Meßtechnik und Gerätebau (IMEKO) fand in der Zeit vom 26. 6. bis 1. 7. 1961 statt. Gastgebende Organisation war der Ungarische Wissenschaftliche Verein für Meßtechnik und Automatisierung. Aus 22 Ländern der westlichen und östlichen Hemisphäre wurden 130 Vorträge gehalten, deren Themen vorwiegend in das Gebiet der Elektronik und der elektrischen Meßtechnik fielen. Der größte Teil der Vortragsthemen wurde in parallelen Sektionssitzungen von den Ländern UdSSR, Ungarn, Polen, DDR, USA, England, Rumänien, ČSSR, Frankreich und Italien gehalten, während China, Dänemark, Japan, Österreich, Schweden, Schweiz, Arabische Republik, Belgien, Bulgarien, Israel, Jugoslawien und Kanada in geringerem Maße durch Fachvorträge vertreten waren. Das Gesamtthema umfaßte folgende Gebiete:
Grenzgebiete zwischen Meßtechnik und Automatisierung, Methoden und Geräte zur Messung geometrischer, mechanischer, radiotechnischer, elektrischer, magnetischer und wärmetechnischer Größen, Verfahren zur Messung ionisierender Strahlung, allgemeine elektronische Meßgeräte, Methoden zur phys.-chem. Messung, Technologie und Betriebsorganisation des Gerätebaues, Berechnung und Konstruktion von Geräten, Metrologie und Terminologie.
Zur gleichen Zeit fand auf dem Budapester Messegelände eine Internationale Meßtechnische Instrumenten-Schau (IMIS) statt. Hier stellten auf einer Ausstellungsfläche von 2500 m² die Firmen aus 14 Ländern ihre neuen Erzeugnisse aus.
Im folgenden wird nur auf einige unseren Leserkreis interessierende Referate und Ausstellungsgegenstände eingegangen.

KONFERENZ

Trichromatisches Kolorimeter für Farbfernsehzwecke

Dipl.-Ing. Kamler, Warschau

In den Ausführungen wird ein Gerät beschrieben, das für Farbmessungen an Bildröhren bestimmt ist. Es mißt die Mischung von drei Grundfarben, deren Farbkoordinaten gegeben

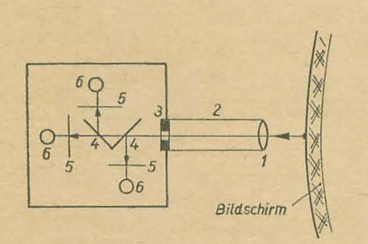


Bild 1: Prinzip des Tastkopfes mit Fotovervielfachern

sind. Die Anpassung von drei Fotozellen und Filtern muß nur eine max. Empfindlichkeit in den Gebieten der roten, grünen und blauen Strahlung besitzen. Aus den trichromatischen Koeffizienten dieses Gerätes sind die X, Y, Z-Koordinaten vom CIE-Farbendreieck zu entnehmen. Das Resultat läßt sich direkt an drei Anzeigeinstrumenten ablesen. Der bei der Messung verwendete Tastkopf ist im Bild 1 skizziert. Er besitzt mit Rücksicht auf die Messung kleiner Lumineszenzen sowie kleiner Abmessungen von Meßoberflächen Fotovervielfacher. Drei Fotovervielfacher ermöglichen die gleichzeitige Ablesung an drei Anzeigeinstrumenten. Das Objektiv 1 ist am Tubusende 2 angebracht und bündelt den Lichtstrom der zu messenden Bildoberfläche zur Blende 3 (Blendengröße abhängig von der Größe der zu messenden Oberfläche). Mit Hilfe von halbdurchlässigen Spiegeln 4 gelangt das abgezweigte Licht über entsprechende Filter 5 auf die Katoden der Fotovervielfacher 6.

Vorteile dieser Methode sind:

einfache Anpassung von Farbfilter und Fotozelle und exakte Meßmöglichkeit. Das Gerät ermöglicht die Lösung schwieriger und zeitraubender Probleme des Farbfernsehens. Die kleinste noch meßbare Farblumineszenz beträgt 2 N, wobei die kleinste auszumessende Oberfläche 0,5 × 0,5 mm groß ist.

Statische Gegentaktmodulation von Elektronenvervielfachern

Dipl.-Ing. Kiss, Dipl.-Phys. Schanda, Prof. Stricker, Budapest

Hierbei werden die ungeradzahligen und geradzahligen Dynoden im Gegentakt mit einer der üblichen Gleichspannung superponierten Wechselspannung gespeist. Dadurch wird die Vervielfachung zwischen den einzelnen Stufen

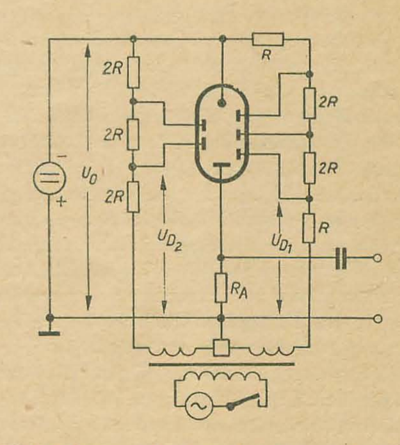


Bild 2: Schaltung der statischen Gegentaktmodulation

periodisch verändert. Die kapazitiven Wirkungen innerhalb des Systems sind durch die Zuführung der Wechselspannung im Gegentakt sehr klein. Untersuchungen an einer nach Bild 2 ausgeführten Schaltung lassen erkennen, daß die erreichten Empfindlichkeitseigenschaften nicht schlechter sind als die, die an Meßgeräten mit Galvanometern oder Lichtmodulatoren bekannt sind.

Dreizustandsschaltungen

Dipl.-Ing. Sowinski, Warschau

Ausgehend von der Flip-Flop-Schaltung wird auf eine Dreizustandsschaltung eingegangen, bei der sich ohne Veränderung der Bauelementeanzahl ein dritter Gleichgewichtszustand erreichen läßt. Zwischen dem Gitter des zweiten und der Anode des ersten Systems wird lediglich die Kopplungskapazität

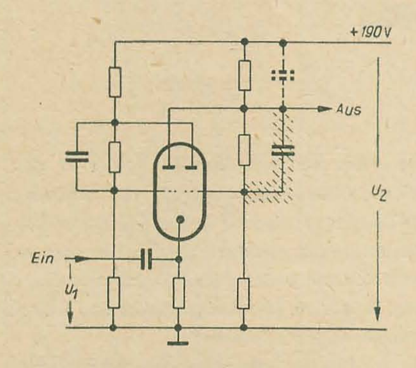


Bild 3: Schaltplan zur Zwei- und Dreizustandsschaltung (- - - Dreizustand)

entfernt (Bild 3). Durch eine zusätzliche Kapazität ist außerdem einer der beiden Anodenwiderstände zu blockieren. Durch die hierbei erzeugte Asymmetrie ist die Voraussetzung zur Bildung des dritten stabilen Zustandes geschaffen worden. Ausführungsbeispiele zeigen, daß im Bereich bis 140 kHz bei einer Startimpulsbreite von 0,3 ··· 0,5 μs der Betrieb mit Röhren stabil ist. Die Kurvenform der Ausgangsschaltung ist stetig. In Analogie zur Zweizustands-Flip-Flop-Schaltung ist auch der Mittelschnittpunkt der geraden Belastungskennlinie stabil.

Ein Gerät für das Messen der spezifischen Leitfähigkeit von Halbleitern

Dr. Acs, Budapest

Bei dieser Messung muß das für die Transistorenfertigung vorgesehene Ausgangsmaterial (Germanium oder Silizium) in kleine Proben zugeschnitten werden. Die dann an zwei dünnen Fäden zwischen den Polen eines kräftigen Magneten aufgehängte Probe wird beim Schwingen im Feld gedämpft. Gemessen wird hierbei nur die Anzahl der Pendelschwingungen, bei der die Schwingungsamplitude um einen bestimmten Betrag abnimmt. Da sich die Luftreibung bei dieser Methode bereits unangenehm bemerkbar macht, müssen der Messung Pendelversuche außerhalb des Magnetfeldes vorangehen. Nachteilig ist bei dieser Art der Leitfähigkeitsmessung, daß das Einkristallmaterial eine bestimmte Probenform besitzen muß. Das für die Transistorenfertigung vorgesehene Material müßte, um über den Widerstandsverlauf längs eines ganzen Barrens etwas aussagen zu können, an mehreren Stellen zerstört werden.

Meßgerät zur Ermittlung der Leitfähigkeit und Leitungsart an Halbleitermaterialien

Dr.-Ing. Fischer, Teltow

Zur Verbesserung der zerstörungsfrei arbeitenden Vierspitzenmethode nach Valdes wird die mechanische Vierspitzenanordnung gegenüber den bisherigen Meßkopfausführungen verändert. Ursprünglich werden alle vier Spitzen zur Gewährleistung ihrer Längsverschiebung in je einer elektrisch isolierten Bohrung geführt. Im neuen Vierspitzenmeßkopf sind die beiden äußeren Spitzen durch Isoliermaterial starr miteinander verbunden. Die beiden inneren Spitzen werden in der starren Verbindung der Außenspitzen durch Edelsteinlager geführt. Die so veränderte Spitzenhalterung und -führung ist in geringem Maße schwenkbar im Gehäuse des Meßkopfes befestigt (Bild 4). Die Meßunsicherheit bei der Bestimmung der Leitfähigkeit auf Grund der mechanischen Spitzenanordnung ist bei dieser Ausführung 40% kleiner als bei den herkömmlichen Meßköpfen, obwohl die gleichen Spitzen- und Bohrungstoleranzen bei beiden Fällen vorliegen.

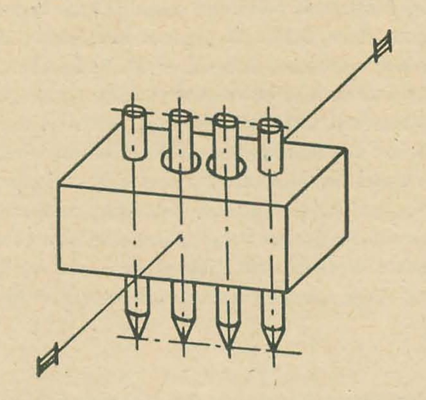


Bild 4: Vierspitzenanordnung für die Leitfähigkeitsmessung

In den weiteren Ausführungen wird ein standardisierter Meßplatz beschrieben, auf dem nach Auswechseln der Meßköpfe und einiger elektrischer Baueinheiten die Leitungsart bzw. die Bestimmung der Leitfähigkeit an genau definierten Stellen des Halbleitermaterials durchgeführt werden kann.

Neue Methode zur Messung kleiner Kapazitäten

Dipl.-Ing. Tarnay, Budapest

Bei dieser Methode ist keine hohe Stabilität des Schwingungserzeugers erforderlich. Der Nachteil, daß die Empfindlichkeit in der Umgebung des Resonanzpunktes ein Minimum aufweist (wie bei Resonanzmethode), wird umgangen.
Ein Eichkondensator C_n und der zu messende Kondensator C_x werden abwechselnd in den Resonanzkreis eines Schwingungserzeugers eingeschaltet. Die vom Oszillator erzeugten Schwingungen schwanken zwischen den beiden Frequenzwerten, denen die jeweiligen Kapazitäten C_n und C_x zugrunde liegen. Die Frequenzmodulation ist hierbei der Differenz beider Kapazitäten direkt proportional. An einem phasenempfindlichen Spannungsmesser läßt sich die C-Differenz nach Größe und Vorzeichen direkt ablesen. Ein nach diesem Prinzip gefertigtes Meßgerät zeigt bei 500 kHz eine Empfindlichkeit von 700 μA/pF. Der Fehler ist kleiner als 1% (Verlustfaktor 10^{-2}).
In den weiteren Darlegungen wurde noch auf folgende Themen, die in diesem Rahmen interessieren, eingegangen:

A. Agoston, Ungarn:
Stabilitätsuntersuchungen an selbstabgleichenden Kompensatoren

T. Kemeny, Ungarn:
Schleifdrahtloser, elektronischer, selbstabgleichender Kompensator

S. Ohteru, Japan:
Ein neuartiger Generator für Hysterese-Funktionen

A. D. Gasley, USA:
Meßtechnische Methoden in Verbindung mit der von der Arbeitsgruppe für Breitband-Transformatoren vor kurzem neu entwickelten Norm

H. Mikosza, M. Kowalski, Polen:
Ein kontinuierliches, fotoelektrisches Durchflußkolorimeter

Gy. Striker, K. Tarnay, Ungarn:
Ein transistorisierter, selbstkompensierender Fünfdekaden-Vakuummesser

F. Stöckl, Österreich:
Überlastungsschutz für elektrische Meßinstrumente

W. Schwendinger, Schweiz:
Neue Erkenntnisse für die genaue Bestimmung von Kapazitäten und dielektrischen Verlusten

D. Muster, H. B. Avery, USA:
Phasenmessung mit verzerrten Schwingungen kleiner Amplitude

I. Antoniu, Rumänien:
Die Bestimmung der elektrischen Grundgrößen bei verzerrter Wellenform

J. Beyerholm, Dänemark:
Ein neues Impedanzmeter

J. T. Broch, Dänemark:
Die Erzeugung und Anwendung von tonfrequenten Rauschspannungen

T. Sarkany, Ungarn:
Eine neue Methode für die Messung der Dielektrizitätskonstante von hochleitenden Werkstoffen

AUSSTELLUNG

Neben dem Studio-Tonbandgerät Typ SM 4 (Laufwerksantrieb durch drei Motoren, Dauer der Schnellwickelung 100 s, Bandgeschwindigkeitsschwankungen 0,2% bei 38,1 cm/s, 0,15% bei 76,2 cm/s, Frequenzbereich 40 ··· 15000 Hz) und dem Studio-Mischpult (Normalbetrieb von 6 Mikrofonkanälen, stereofonischer Betrieb mit 2 × 3 Mikrofonkanälen — Eingangspegel 3 mV — und 2 × 1 Kanal mit hohem Eingangspegel — 1,55 V —, Eingang 50, 200 Ω, Ausgang 150, 600 Ω) stellte M L, Budapest, sein univer-

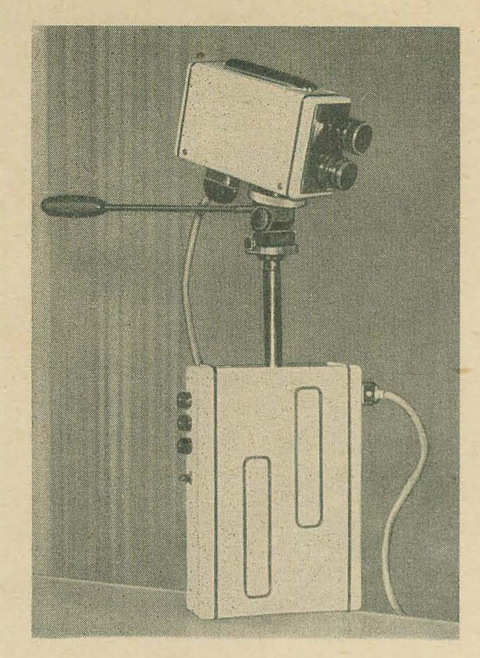


Bild 5: Transistorisierte Industriefernsehkamera mit tragbarem Verstärker (ML, Budapest)

sell verwendbares Studio-Tonbandgerät Stm-10 aus [s. radio und fernsehen 7 (1960) S. 211].

Auf dem gleichen Stand wurde neben der industriellen Fernsehanlage für universelle Verwendung mit Röhrenbestückung auch erstmalig eine transistorisierte Industriefernsehkamera mit einem sehr handlichen tragbaren Verstärker angeboten (Bild 5).

Auf dem Gebiet der Dezimetertechnik zeigte Rafena, Radeberg, einen Dezimetermeßsender DMS 524 A/N. Das mit einem Topfkreisoszillator ausgestattete Gerät besitzt Einknopfabstimmung für den Gleichlauf zwischen Anoden-Katodenkreis. Die Auskopplung geschieht über einen Hohlrohrspannungsteiler. Die Kontrolle der Frequenz bei beliebiger Ausgangsspannung gestattet ein im Gerät enthaltener temperaturkompensierter Frequenzmesser mit Eichtabelle. Die Meßsenderspannung kann mittels eines Multivibrators über eine Modulationsröhre von 1000 Hz und Rechteckimpulsen getestet werden.

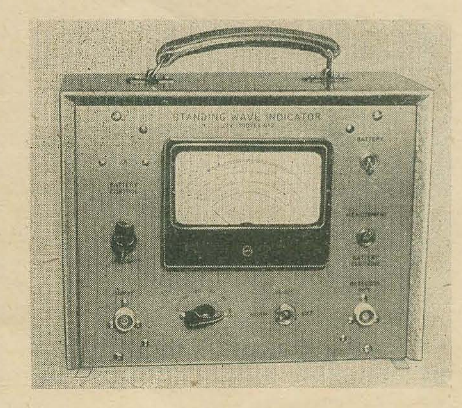
Technische Daten

Frequenzbereich: 1500 ··· 2720 MHz

Ausgangsspannung:
2,5 μV ··· 2,5 V stetig regelbar

Innenwiderstand: 60 Ω

Bild 6: Stehwellenverhältnismesser (transistorisiert) ZPT-190 (ZOPAN, Warschau)



Betriebsarten:

a) Dauerstrich
b) Eigenmodulation (Impulse, Folgefrequenz 1000 Hz, Tastverhältnis 1 : 1, Modulationsgrad 100%)

maximale Unsicherheit der Spannungsanzeige im Bereich von +20 dBm bis 0 dBm: ±15% des Endwertes

maximale Unsicherheit der 0-dBm-Eichung: ±1,5 dBm

Die gleiche Firma stellte neben ihren Reaktanzleitungen RL 125 — RL 128, die als Wellenwiderstandsnormal dienen (Wellenwiderstand 50 ··· 70 Ω ± 0,2 Ω, Einstellunsicherheit der längs verschiebbaren Kurzschlußebene ±0,01 mm), auch Stichleitungen SL 751, 752 aus. Durch Einbau dieser Leitungen an geeigneter Stelle im Leitungszug können komplexe Widerstände verlustlos transformiert und insbesondere Störstellen kompensiert werden (Frequenzbereich 500 bis 3750 MHz, Wellenwiderstand 60 und 70 Ω).

ZOPAN, Warschau, bringt unter anderem einen transistorisierten Stehwellenverhältnismesser ZPT 190 auf den Markt (Bild 6). Dieses Gerät arbeitet in Verbindung mit einer Meßleitung, in deren Ende als Gleichrichter eine Germaniumdiode mit Quadratcharakteristik eingebaut ist. Das Stehwellenverhältnis ist an einer speziellen Skala direkt ablesbar. Weiterhin findet dieses Gerät seine Verwendung als Nullindikator und Millivoltmeter.

Technische Daten

Resonanzfrequenz: 1 kHz ± 2%

Frequenzband (3 dB): 15 Hz/25 Hz

Empfindlichkeit: 0,1 μV

Eingangswiderstand: 200 Ω

Verstärkung, stetig stufenlos regelbar:
0; 10; 20; 30; 40; 50 dB

Ausgang: 0,1 V/500 Ω

Meßgenauigkeit des Stehwellenverhältnisses: ±5%

Speisungsbatterie: 4,5 V

Leistungsaufnahme: 20 mW

KOVO, Prag, zeigte einen Fünfkanal-Oszillografen K 552 für die gleichzeitige Beobachtung des Verlaufs der gegenseitigen Phasenlage von fünf Spannungen im Gebiet kleinster und höherer Frequenzen (Gleichspannung bis 1 MHz). Nichtperiodische und periodische Vorgänge können mit 10 mV bis 500 V beobachtet werden. Die Umschaltung der einzelnen Kanäle kann anstatt mit dem eingebauten Multivibrator synchron mit der Zeitbasis erfolgen (s. obenstehende technische Daten).

Für die Prüfung von Flächentransistoren zeigte IPPT, Warschau, das h-Parameter-Meßgerät Typ MPTW-4. Der Sperr- und Durchlaßwiderstand sowie die Kapazität von Fotodioden können gleichfalls damit bestimmt werden. Die Parametermessung erfolgt in Brückenschaltung.

Technische Daten

Meßbereich:

$1-\alpha$	$1 \cdot 10^{-4}$ — $1110 \cdot 10^{-4}$
h_{11}	$1 \cdot 10^{-1}$ — $1110 \cdot 10^{-1}$
h_{12}	$1 \cdot 10^{-6}$ — $1110 \cdot 10^{-6}$ Ω
h_{22}	$1 \cdot 10^{-9}$s — $2110 \cdot 10^{-9}$s

Widerstandsmeßbereich:
von 0,1 ··· 111 Ω
von 500 kΩ ··· 100 MΩ

Kapazitätsmeßbereich: von 0,5 pF ··· 900 pF

Meßgenauigkeit:
h-Parameter und Widerstand ±1,5%

Kapazität: ±5%

Emitterstrombereich: 0 ··· 1 mA; 0 ··· 5 mA

Kollektorspannungsbereich: 0 ··· 5 V; 0 ··· 25 V

Genauigkeit der Arbeitspunktmessung: ±2,5%

Technische Daten

Vertikalverstärker:

5 St. von gleicher Phasencharakteristik und Empfindlichkeit

Verstärkung:
stetig regelbar im Bereich 1:10, mit Stufenteiler 10×, 100×, 1000×

Frequenzbereich:
Gesamtregelbereich 1:10000 von 0 ··· 1 MHz gleichmäßige Verstärkung, größte Abweichungen +0,5, —3 dB

Eingangsimpedanz: 2 MΩ, 50 pF

Horizontalverstärker:

Frequenzbereich:
von 0 ··· 0,4 MHz gleichmäßige Verstärkung, größte Abweichung —3 dB; Verstärkung bis 1 MHz

Eingangsimpedanz: 2 MΩ, 50 pF

Auf dem Stand des Zentrallaboratoriums für meßtechnische Forschung konnte man neben kerntechnischen Meßgeräten unter anderem die Neukonstruktion eines selbstkompensierenden Ionisations-Vakuummeters Typ MODION 120 in Augenschein nehmen (Bild 7).

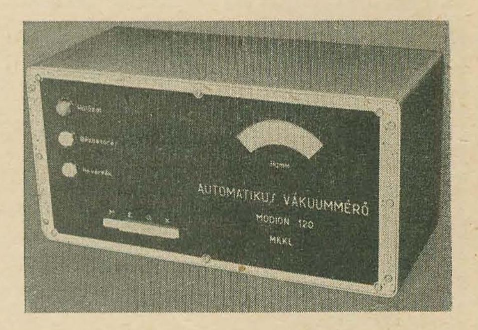


Bild 7: Selbstkompensierendes Ionisations-Vakuummeter MODION 120 (ZMF, Budapest)

In dem nach dem MODION-Prinzip aufgebauten, mit modernen Transistoren ausgestatteten Gerät kompensiert der Ionenkollektorstrom automatisch die Kompensationseinheit, die von einem gleichfalls transistorisierten Servosystem betätigt wird. Zum Schutze gegen und zur Anzeige von Gaseinbrüchen sind Relaisstromkreise vorgesehen.

Technische Daten

Meßbereich: 10^{-3} ··· 10^{-8} mmHg

Eichung: auf trockene Luft bezogen

Skala: logarithmisch.

Dr.-Ing. E. Fischer

Schwankt bei der Amplitudenmodulation die Amplitude des Trägers?

Dr.-Ing. O. HENKLER

Dieser Beitrag, den wir zur Diskussion stellen, setzt sich mit Begriffen und Auslegungen auseinander, die im Zusammenhang mit der Amplitudenmodulation in der Fachliteratur zu finden sind (D. Red.).

Heute, im Jahre 1961, sollte es nicht mehr notwendig sein, die Antwort auf eine solche Frage zu suchen. Leider kann man aber des öfteren noch in der Fachliteratur die physikalisch falschen Angaben finden, daß am Ausgang eines Modulators „eine im Rhythmus des modulierenden Zeichens mit zeitlich veränderlicher Amplitude eine nach der gleichen Zeitfunktion schwankende Trägeramplitude vorhanden ist", oder daß das Merkmal Amplitude der zur Verlagerung einer Nachricht in ein anderes Frequenzgebiet verwendeten Hilfsschwingung durch den Modulationsvorgang „verändert" wird, oder daß der Träger die Nachricht vom Sender zum Empfänger „trägt", oder daß die Hüllkurve einer „amplitudenmodulierten Schwingung charakteristisch für die Modulation" (für das Erzeugen von Seitenschwingnugen) ist [vgl. u, a, Zusammenstellung von Begriffen und Definitionen der Modulationstechnik in NTZ 6 (1959) oder die Begriffe A 651, A 653 im Lexikon für Hochfrequenz-, Nachrichten- und Elektrotechnik, Verlag Technik Berlin/Porta-Verlag München].

In einem linearen Stromkreis, in dem der Strom durch einen reellen Abschlußwiderstand linear von den im Stromkreis wirkenden Spannungen abhängt, überlagern sich alle Schwingungen ungestört voneinander, sie addieren sich ohne gegenseitige Beeinflussung ihrer Amplituden, Frequenzen, Phasenwinkel oder Gleichstromanteile.

Im Gegensatz zu dieser Überlagerung ist die Modulation dadurch gekennzeichnet, daß Schwingungen mit neuen Frequenzen entstehen, und zwar im allgemeinen und im einfachsten Fall aus zwei sinusförmigen Ursprungschwingungen.

Bei der Amplitudenmodulation wirkt die vom Sender zum Empfänger zu übertragende Nachricht — im einfachsten Fall eine für einen Momentanwert der Nachricht gültige sinusförmige Ersatzschwingung, das Zeichen $Z \cdot \cos \omega t$, — und eine ihr am Eingang der Modulationsschaltung überlagerte Hilfsschwingung mit konstanter Amplitude, der Träger $T \cdot \cos \Omega t$. Das Ziel der Frequenzumsetzung mit Hilfe der Amplitudenmodulation ist, Seitenschwingungen mit den Frequenzen $(\Omega + \omega)$ oder $(\Omega - \omega)$ zu erzeugen, von denen jede für sich allein den Nachrichteninhalt des modulierenden Zeichens amplituden- und frequenzproportional darstellt.

Beim physikalischen Vorgang der Frequenzverlagerung durch die Amplitudenmodulation nutzt man die einfache mathematische Beziehung

$$\cos \Omega \cdot \cos \omega = \frac{1}{2} \cdot \cos(\Omega + \omega) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\Omega - \omega)$$

aus. Leider ist keine Möglichkeit bekannt, diese Multiplikationsaufgabe in der Praxis ohne weiteres zu realisieren — vor allem ohne unerwünschte Nebenerscheinungen, d. h., ohne daß gleichzeitig weitere Schwingungen mit Frequenzen außer $\Omega \pm \omega$ erzeugt werden. Die physikalische Lösung dieser Multiplikationsaufgabe ist ein Spektrum von Schwingungen mit neuen Frequenzen. Hierfür werden in der Praxis nichtlineare Stromkreise verwendet. Die nichtlineare Abhängigkeit des Stromes am Ausgang des Modulators von den an den Eingangsklemmen wirkenden Spannungen des Trägers und des Zeichens wird dabei zweckmäßigerweise derart gewählt, daß außer den gewünschten Schwingungen mit den Frequenzen $\Omega \pm \omega$ möglichst wenig störende Modulationsprodukte entstehen, und zwar frequenz- bzw. amplitudenmäßig betrachtet.

Die bei der Aussteuerung von Bauelementen mit nichtlinearer Strom-Spannungs-Charakteristik (irreführenderweise oft „Gleichrichter" genannt) entstehenden erwünschten und unerwünschten Modulationsprodukte mit theoretisch allen möglichen Summen- und Differenzfrequenzen $q\Omega \pm p\omega$ (mit $q, p = -\infty$ bis $+\infty$) kann man aus der bekannten Potenzreihenentwicklung für die an den Modulator-Ausgangsklemmen entstehende Summe der Ströme

$$\pm i_1 \pm i_2 \pm i_3 \pm i_4 \pm \cdots$$

ermitteln. Dabei ist jeder dieser Teilströme einem nichtlinearem Zweipol der Schaltung zugeordnet. Der resultierende Strom ergibt nach der Summation bzw. Kompensation einzelner Gruppen von Hauptmodulationsprodukten das am Ausgang des Modulators vorhandene Spektrum, wobei für alle Modulationsprodukte — erwünschte und unerwünschte — wieder das Gesetz der ungestörten Superposition gilt.

Bei der Aussteuerung eines der nichtlinearen Zweipole eines Modulators durch den Träger und ein sinusförmiges Zeichen gilt beispielsweise für den zugeordneten Teilstrom i_2:

$$i_2 = a_0 + a_1 \cdot u + a_2 \cdot u^2 + a_3 \cdot u^3 + \cdots .$$

Mit

$$u = Z \cdot \cos \omega t + T \cdot \cos \Omega t$$

ist dann:

$$\begin{aligned} i_2 &= a_0 + a_1 \cdot [Z \cdot \cos \omega t + T \cdot \cos \Omega t] \\ &\quad + a_2 \cdot [Z \cdot \cos \omega t + T \cdot \cos \Omega t]^2 + \cdots . \\ &= \cdots + a_1 \cdot Z \cdot \cos \omega t + T \cdot \cos \Omega t \\ &\quad + a_2 \cdot [Z^2 \cdot \cos^2 \omega t + 2 \cdot Z \cdot T \cos \omega t \\ &\quad \cdot \cos \Omega t + T^2 \cdot \cos^2 \Omega t] + \cdots \\ &= \left[a_0 + \frac{1}{2} \cdot a_2 \cdot Z^2 + \frac{1}{2} \cdot a_2 \cdot T^2 + \cdots\right] \\ &\quad + \left[a_1 \cdot Z + \frac{3}{4} \cdot a_3 \cdot Z^3 + \frac{3}{2} a_3 \cdot Z \cdot T^2 + \cdots\right] \cdot \cos \omega t \\ &\quad + \left[a_1 \cdot T + \frac{3}{4} \cdot a_3 \cdot T^3 + \frac{3}{2} a_3 \cdot Z^2 \cdot T + \cdots\right] \cdot \cos \Omega t \\ &\quad + \left[a_2 \cdot Z \cdot T + \frac{3}{2} \cdot a_4 \cdot Z \cdot T^3 + \frac{3}{2} \cdot a_4 \cdot Z^3 \cdot T + \cdots\right] \cdot \cos(\Omega + \omega) t \\ &\quad + \left[a_2 \cdot Z \cdot T + \frac{3}{2} \cdot a_4 \cdot Z \cdot T^3 + \frac{3}{2} \cdot a_4 \cdot Z^3 \cdot T + \cdots\right] \cdot \cos(\Omega - \omega) t + \cdots \\ &= A_0 + A_\omega \cdot \cos \omega t + A_\Omega \cdot \cos \Omega t \\ &\quad + A_{\Omega + \omega} \cdot \cos(\Omega + \omega) t \\ &\quad + A_{\Omega - \omega} \cdot \cos(\Omega - \omega) t + \cdots \\ &= \sum_{q \cdot p = -\infty}^{+\infty} (\pm 1)^q \cdot (\pm 1)^p \cdot A_{q\Omega \pm p\omega} \cdot \cos(q\Omega \pm p\omega) t . \end{aligned}$$

Die bei der Frequenzumsetzung von Nachrichten gewünschten und mit Hilfe der Amplitudenmodulation zu erzeugenden Seitenschwingungen entstehen dabei (neben anderen Schwingungen als Lösung der oben erwähnten Multiplikationsaufgabe) im wesentlichen aus dem quadratischen Glied der Potenzreihen. Bei einer geeigneten und in der Praxis möglichen Wahl der nichtlinearen Strom-Spannungs-Charakteristik der im Modulator verwendeten Bauelemente — Verhältnis der Koeffizienten

$$\frac{a_3, a_4, a_5, \ldots}{a_2} > 6 \cdots 8\,N - ,$$

ferner durch Kompensation und durch Filter werden die Verzerrungen dritter und höherer Ordnung am Modulatorausgang auf einen vernachlässigbaren Wert unterdrückt. Deshalb sind die Amplituden $A_{\Omega \pm \omega}$ der Seitenschwingungen nur proportional den linearen Werten von Z und T. Die Amplitude A_Ω des vom Sender zum Empfänger zu übertragenden Trägers ist nur proportional der konstanten Amplitude und wird auch bei zeitlich schwankender Amplitude Z des modulierenden Zeichens zeitlich nicht geändert.

Eine nicht konstante, sondern in Abhängigkeit von der Zeitfunktion des Zeichens „schwankende" Trägeramplitude würde z. B. in der trägerabhängigen Fadingregulierung von Rundfunkempfangern eine unerwünschte Mit- oder Gegenkopplung bewirken, also entweder eine Selbsterregung durch Rückkopplung oder ein Auslöschen der zu empfangenden Nachricht.

Alle am Ausgang eines Modulators als Ergebnis des Modulationsvorganges dort vorhandenen, sinusförmigen und aus der Taylorentwicklung der nichtlinearen Modulator-Charakteristik bestimmbaren Schwingungen mit den Amplituden $(\pm 1)^q \cdot (\pm 1)^p \cdot A_{q\Omega \pm p\omega}$ sind einander linear überlagert, ohne gegenseitige Veränderungen. Selbstverständlich

aber, und dies ist ja die Aufgabe der Frequenzumsetzung von Nachrichten durch Modulation, schwankt die Amplitude $A_{\Omega \pm \omega}$ der den Nachrichteninhalt darstellenden Seitenschwingungen im Rhythmus einer zeitlich schwankenden Amplitude Z des Zeichens, und zwar — wie erwähnt, bei konstanter Trägeramplitude T — amplitudenproportional nur dem Zeichen.

Die im Schrifttum vielfach zu findende Modulationsformel, die Darstellung einer „amplitudenmodulierten Schwingung",

$$i = [T + Z \cdot \cos \omega t] \cdot \cos \Omega t$$
$$= T \cdot [\cos \Omega t + \frac{m}{2} \cdot \{\cos (\Omega + \omega) t + \cos (\Omega - \omega) t\}]$$

mit $m = \frac{Z}{T}$ entspricht nur einem Teil der oben angegebenen Potenzreihe, allerdings eben nur einem Teil und ohne Berücksichtigung der Eigenart der jeweils verwendeten nichtlinearen Modulatorcharakteristik. Eine solche Darstellung sagt nichts aus über die übrigen, zwangsläufig entstehenden Modulationsprodukte mit evtl. größerer Amplitude (z. B. A_0, A_ω, ...) gegenüber einer einzelnen der drei angegebenen Schwingungen (A_Ω, $A_{\Omega+\omega}$) und kann ein physikalisch irreführendes Bild ergeben. Diese Modulationsformel berücksichtigt vor allem nicht die Tatsache, daß die Werte $Z \neq A_\omega$ sowie $T \neq A_\Omega$ sind. Weiterhin gilt der sogenannte Modulationsgrad $m = \frac{Z}{T}$ (richtiger: das Aussteuerungsverhältnis der Schwingungen mit den Frequenzen ω des Zeichens und des Trägers Ω) nur für die am Eingang des Modulators wirkenden Spannungen des Trägers und des Zeichens. Der für die praktische Nachrichtenübertragung interessierende Modulationsgrad am Ausgang der Schaltung, das Amplitudenverhältnis $\frac{A_{\Omega+\omega}}{A_\Omega}$ $\left(\text{oder } \frac{A_{\Omega-\omega}}{A_\Omega}\right)$, kann ein ganz anderer sein.

Beispielsweise hat die Trägeramplitude A_Ω bei dem in der Trägerfrequenztechnik allgemein üblichen Ringmodulator in Auswertung der Summe der sich addierenden und kompensierenden Teilströme i ... den Wert Null bei diskreten Amplituden Z, T, $A_{\Omega \pm \omega}$.

Es ist allerdings richtig, daß eine Summierung der jeweiligen Momentanwerte aller am Ausgang einer Modulationsschaltung und längs des Übertragungsweges vom Sender zum Empfänger vorhandenen Einzelschwingungen einen jeweils diesen Schwingungen eigentümlichen Kurvenzug mit einer charakteristischen „Hüllkurve" ergibt. Das Bild 1 zeigt hierfür einige Beispiele, und zwar für verschiedene Amplituden- und Frequenzverhältnisse und für die Überlagerung von zwei bzw. drei Schwingungen. Der in der Literatur immer wieder zu findende Kurvenzug nach Bild 1c ist hierbei nur ein Sonderfall. Eine solche Addition mehrerer Schwingungen kann man geometrisch auf dem Papier vornehmen oder in einem Meßgerät sichtbar machen, das die Summe der jeweiligen Momentanwerte bildet. Das ändert jedoch nichts an der Tatsache, daß die einzelnen Modulationsprodukte des erzeugten Spektrums — physikalisch gesehen — jedes für sich allein am Ausgang des Modulators vorhanden sind und z. B. mit Hilfe von Filtern auf einfache Weise nachgewiesen werden können.

Aus dieser Darstellung der vom jeweiligen Amplituden- und Frequenzverhältnis abhängigen Hüllkurven (vgl. im Gegensatz zu Bild 1c die Kurve nach 1d) der am Ausgang des Modulators auftretenden und einander ohne gegenseitige Beeinflussung überlagerten Schwingungen mit den für die trägerfrequente Nachrichtenübermittlung gewünschten Modulationsprodukten (mit den Frequenzen $\Omega \pm \omega$) kann man weder deren Entstehung im Modulator, noch kann man den Zeitverlauf des Ergebnisses der Frequenzumsetzung überhaupt erkennen. Die Hüllkurven, die man auch aus der oft verwendeten „Zeigerdarstellung", d. h. aus der vektoriellen Addition der mit verschiedener Winkelgeschwindigkeit rotierenden und auf den Eingang des Modulators bezogenen Zeiger ableitet, sind also kein typisches Merkmal des Modulationsvorganges und auch nicht des Modulationsergebnisses.

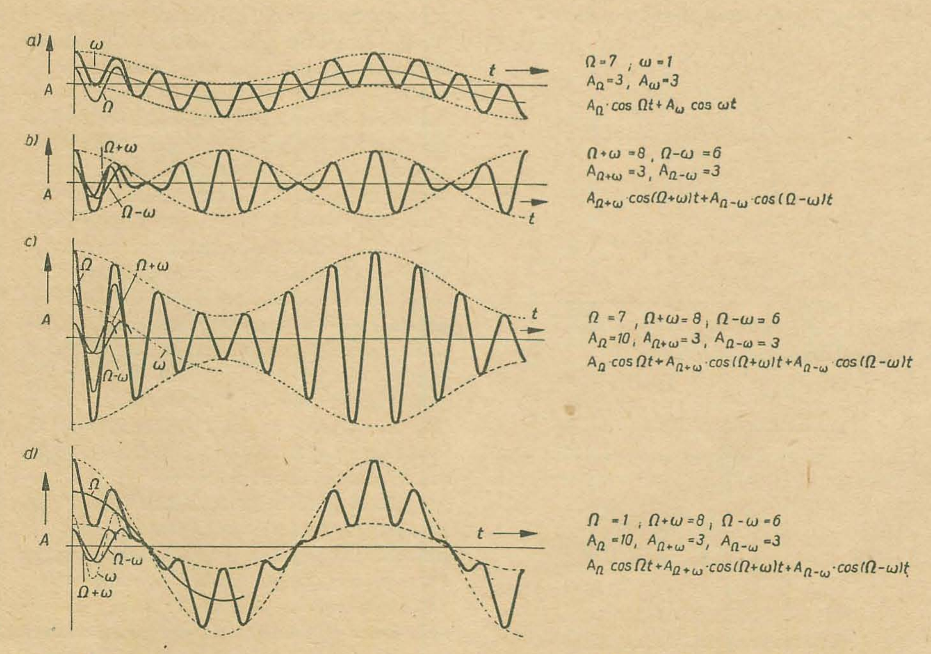


Bild 1: Überlagerung von zwei bzw. drei Schwingungen mit verschiedenen Amplituden- und Frequenzverhältnissen

Da man aus den üblichen Hüllkurven den Zeitverlauf der Seitenschwingungen also überhaupt nicht erkennen kann, ist es auch nicht möglich, die bei der Demodulation entstehenden Verzerrungen aus der Zeigerdarstellung oder aus der geometrisch erhaltenen Umhüllenden eines Teiles des Modulationsergebnisses auf der Sendeseite unter „Wegschneiden" des negativen Teiles des Kurvenzuges zu ermitteln. Auch solche „Rückwärts-Analyse" kann zu physikalischen Irrtümern Anlaß geben. Denn die bei der Demodulation gewünschte Schwingung mit der Frequenz ω entsteht ebenfalls aus dem quadratischen Glied einer für den Demodulator typischen Potenzreihenentwicklung, wobei z. B. die Differenz

$$(\Omega + \omega) - \Omega = \omega$$

das ursprüngliche Zeichen ergibt. Bei dieser „Gleichrichtung" ist ein Modulationsprodukt mit der Frequenz Null (Gleichstrom) am Demodulatorausgang meist überhaupt nicht vorhanden.

Aus all den angegebenen Gründen sollte man den Begriff „amplitudenmodulierte Schwingung" heute nicht mehr verwenden, weil eine „schwankende Trägeramplitude" physikalisch nicht existiert und weil deshalb diese Bezeichnung nur zu Irrtümern und Falschdeutungen Anlaß gibt.

Das Festhalten an diesen überlieferten Vorstellungen hat z. B. zur Folge, daß man bei der Übertragung von Rundfunkdarbietungen — im Gegensatz zu der in der trägerfrequenten Fernsprechtechnik seit Jahrzehnten bewährten Übertragung nur eines Seitenbandes ohne Träger — heute noch die Trägerschwingung mit ihrer verhältnismäßig großen Energie ohne jeden Nachrichteninhalt gegenüber dem den Nachrichteninhalt vollständig darstellenden Seitenband in den Äther abstrahlt. Würde man — einem alten Verbesserungsvorschlag des Verfassers zufolge — auch beim Rundfunk die Einseitenband-Übertragung wählen, könnte man entweder die nutzlos abgestrahlte Leistung der Rf-Sender um ein Vielfaches vermindern oder aber die aufgewendete Leistung zur Übertragung der Nutzschwingungen allein ausnutzen. Denn der Träger, die Hilfsschwingung, „trägt" ja auch nicht die Nachricht vom Sender zum Empfänger. Das diesem Vorschlag oft entgegengehaltene Argument, daß nämlich die Frequenzkonstanz eines zusätzlichen Trägergenerators in den heute ausschließlich verwendeten Röhrenempfängern nicht für eine einwandfreie Wiedergabe ausreicht, erscheint nicht stichhaltig, da ja die eventuelle zeitliche Inkonstanz dieses besonderen Träger-Generators in den Rundfunkempfängern keine andere ist als die der ohnehin in den Geräten enthaltenen Zwischenfrequenz-Oszillatoren. Die Realisierung dieses Vorschlages würde darüber hinaus bedeuten, daß man mehr als die Hälfte des heute im Rundfunkbereich noch benötigten Frequenzbandes durch weitere Sender belegen und damit dem bekannten Wellenmangel und anderen Selektionsschwierigkeiten auf einfache und ökonomische Weise bei besserer Empfangsqualität abhelfen könnte. Denn die Demodulation von drei Schwingungen (Träger und zwei Seitenbänder) ergibt in der Praxis naturgemäß größere Verzerrungen — unerwünschte Modulationsprodukte — als sie bei der Einseitenband-Übertragung auftreten [vgl. Nachrich-

tentechnik H. 4 (1956)]. Falls nach wie vor eine neben den Nutzschwingungen zu übertragende Schwingung für die Fadingregulierung benötigt wird, ist dies bei dem angegebenen Vorschlag ohne weiteres möglich. Hierfür sind erfahrungsgemäß Leistungen ausreichend, die 2 N unter dem relativen Pegel der Nutzschwingungen liegen.

Bei der Einführung des Einseitenband-Rundfunks könnte die Rundfunkindustrie für eine Übergangszeit kleine Vorsatzgeräte schaffen, so wie es die Hörer bei der Einführung des UKW-Rundfunks auch in Kauf genommen haben.

Als Abschluß dieser Betrachtungen sei nochmals vermerkt, daß man bei der Darstellung der Amplitudenmodulation aus methodisch-pädagogischen Gründen vom physikalischen Vorgang ausgehen solte (Überlagerung von Schwingungen mit neuen, gewünschten und unerwünschten Frequenzen, ohne gegenseitige „Veränderung") und nicht von einem künstlich erzeugten Sekundärvorgang (Summation eines Teiles des Modulationsergebnisses auf dem Papier oder in einem Meßgerät zu einer „amplitudenmodulierten" Schwingung mit einer für jeden der vorkommenden Fälle anders gearteten „Hüllkurve"). Denn eine sog. amplitudenmodulierte Schwingung ist in Wirklichkeit eine Überlagerung — und keine Modulation —. Sie stellt eine Fiktion dar, ist aber in der Theorie und Praxis kein in ausreichendem Maße aussagefähiges Charakteristikum der Vorgänge bei der Modulation und deren gewünschtem Ergebnis für die Frequenzverlagerung von Nachrichten.

Das Beibehalten von überlieferten und unklaren Ausdrücken und Begriffen erscheint heute nicht mehr zweckmäßig. Dies gilt vor allem auch für die Ausbildung und Information unserer jüngeren Mitarbeiter, denen mit Hilfe einer neuzeitlichen Systematik, Methodik und Veranschaulichung technisch-wissenschaftliche Erkenntnisse vermittelt werden sollen. Wenn diesen Mitarbeitern aber zugemutet wird, eine unklare oder sogar falsche physikalische Terminologie zu lernen, so werden sie hierfür kein Verständnis haben.

Phantastron-Kippschaltung mit Röhren und Transistoren

HEINZ LINGENFELDER

Im folgenden werden die wichtigsten Eigenschaften der Phantastronschaltung, nämlich das schnelle Zurückkippen in den Anfangszustand infolge einer negativen Strom-Spannungskennlinie und das Entstehen des zeitlinearen Spannungsverlaufes erklärt. Die Größe der Zeitkonstante des zeitlinearen Verlaufes für verschiedene Schaltungsarten wird exakt abgeleitet, und Möglichkeiten der Ermittlung des Abweichens von der Linearität werden gezeigt.

Bild 1: Dynatronkennlinie

Allgemeine Merkmale von Kippschaltungen

Die folgenden Schaltungen dienen zum Erzeugen eines sägezahnförmigen Spannungsverlaufs. Das gemeinsame Merkmal sämtlicher Schaltungen ist die fallende Strom-Spannungs-Kennlinie (Bild 1). Diesen Verlauf kann man z. B. bei der I_a-U_a-Kennlinie einer Tetrode beobachten. Ursache ist die Sekundäremission der Anode. Da jedoch dieser Verlauf, der außerdem für Verstärkerröhren unerwünscht ist, starken Schwankungen unterworfen ist, macht man keinen praktischen Gebrauch davon. Bei jeder Pentode hat aber die I_{g2}-U_{g3}-Kennlinie den gewünschten Verlauf, nämlich daß der Winkel der Tangente an die Kennlinie $> 90°$ ist (Bild 2). Der Tangens liegt dann zwischen 90° und 180° und ist negativ, so daß man also für $\frac{dU}{dI} < 0$ negative Widerstände erhält. Kennlinien dieser Art werden als Dynatronkennlinie bezeichnet. Es soll hierzu nur erwähnt werden, daß die Lichtbogenkennlinie im Bild 3 ebenfalls negative Widerstände liefert. Der Unterschied zwischen Dynatronkennlinie und Lichtbogenkennlinie liegt darin, ob der negative Widerstand vom Nullpunkt beginnend über Widerstände $\frac{dU}{dI} = 0$ oder über Widerstände $\frac{dU}{dI} = \infty$ erreicht wird. Beim Phantastron wird die Dynatronkennlinie angewendet.

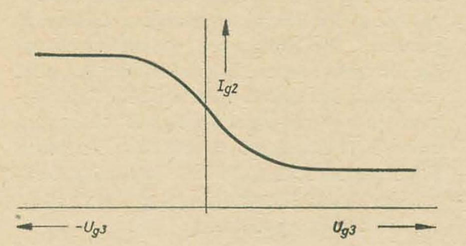


Bild 2: I_{g2}-U_{g3}-Kennlinie einer Pentode

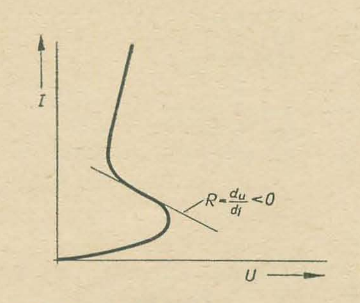


Bild 3: Lichtbogenkennlinie

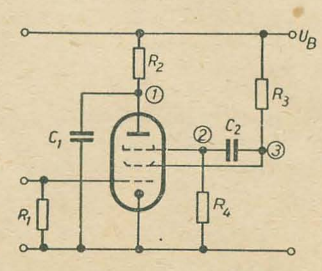


Bild 4: Transitronschaltung

Beschreibung des Transitroneffektes

Da bei der Phantastronschaltung der Transitronffekt ausgenutzt wird, soll dieser zunächst kurz beschrieben werden. Bild 4 zeigt die Grundschaltung des Transitrons. Mit R_1, der $< 10\ k\Omega$ sein soll, erhält G_1 Nullpotential und behält es auch während des ganzen Vorganges bei. Das charakteristische der Transitronschaltung ist der Kondensator C_2 im Zusammenwirken mit R_3, R_4 und der fallenden I_{g2}-U_{g3}-Kennlinie nach Bild 2. Zu Beginn der Betrachtung besitze C_2 eine Ladung, die das Gitter 3 negativ vorspannt. C_2 wird sich deshalb über R_4 entladen und U_{g3} mit der Zeitkonstante R_4C_2 gegen Null gehen. Zunächst ändert sich I_{g2} unwesentlich, wie man an Bild 2 erkennt. Ab einer bestimmten U_{g3}-Spannung beginnt jedoch der Schirmgitterstrom abzunehmen. Dadurch verringert sich der Spannungabfall an R_3 und U_{g2} beginnt zu steigen. Dieses Ansteigen wird über den Kondensator C_2 auf G_3 übergekoppelt, wodurch auch U_{g3} steigt, was wiederum ein neuerliches Steigen von U_{g2} zur Folge hat usw. Das Ergebnis ist ein sehr schnelles Abfallen von I_{g2} und Ansteigen von U_{g3}. Dadurch wird G_3 jetzt sogar positiv. C_2 lädt sich dabei über G_3 auf. Dadurch nimmt I_{g2} wieder zu. Der Vorgang läuft jetzt in umgekehrter Reihenfolge ab und G_3 wird wie am Ausgangspunkt der Betrachtung negativ. An G_2 erscheinen also kurze positive Impulse. Ohne C_1 würden diese positiven Impulse auch an der Anode erscheinen. Beim Vorhandensein des Kondensators C_1 wird dieser jedoch über R_2 nach einer e-Funktion mit der Zeitkonstante $\tau = R_2C_1$ auf-

geladen und während des positiven Impulses an G_2 über die Röhre schnell entladen. Dadurch entsteht an der Anode ein dem Sägezahn ähnlicher Spannungsverlauf. Bei der Transitronschaltung laufen also zwei parallele Vorgänge ab, nämlich das Aufladen des Kondensators C_1 über R_2 und das Entladen sowie die Wechselwirkung zwischen G_2 und G_3. Nachteile der Transitronschaltung sind der nicht lineare Spannungsanstieg nach einer e-Funktion und die geringe Amplitude an R_2 von nur einigen Volt.

Phantastronschaltung mit Röhren

Verbindet man das eine Ende des Kondensators C_1 nicht mit Masse sondern mit G_1, so erhält man eine Schaltung entsprechend Bild 5. Der von der fallenden I_{g2}-U_{g3}-Kennlinie bzw. von R_3, R_4, C_2 abhängige Kippvorgang läuft in ähnlicher Weise ab, wie bei Bild 3 besprochen wurde. Jedoch entladet sich bei dieser Schaltung C_1 über R_1, wobei gleichzeitig U_{g1} gesteuert wird. Die Wirkungsweise des Phantastrons läßt sich folgendermaßen erklären: Zu Beginn der Betrachtung habe der Kondensator C_1 eine solche Ladung, daß G_1 negativ ist (Bild 6). C_1 wird sich über R_1 entladen und die G_1-Spannung damit allmählich gegen Null gehen. Gleichzeitig fällt deshalb U_a, was dem Spannungsanstieg an G_1 entgegenwirkt, und der Entladevorgang von C_1 geht verlangsamt vor sich. Unterschreitet die Anodenspannung einen bestimmten Wert, so nimmt der Schirmgitterstrom zu. Über die Kopplung von C_2 fällt U_{g3}, wodurch, wie beim Transitron, G_3 schlagartig negativ wird und U_{g2} schlagartig fällt. U_a steigt, wodurch die G_1-Spannung solange zunimmt, bis Gitterstrom fließt und die Gitter-Katodenstrecke dadurch niederohmig wird. C_1 lädt sich nunmehr über R_2 auf das Batteriepotential U_B auf. In dieser Zeit geht U_{g3} wie beim Transitron mit der Zeitkonstante C_2R_4 gegen Null, bis I_{g2} abnimmt und ein Zurückkippen wie beim Transitron erfolgt. Mit U_a fällt aber auch U_{g1} schlagartig, jedoch nur solange, bis G_1 die Röhre völlig sperrt und dadurch ein weiteres Abfallen von U_a verhindert. G_1 ist nunmehr wieder negativ, beginnt sich über R_1 zu entladen, und der gesamte Vorgang kann in beschriebener Weise von neuem ablaufen.

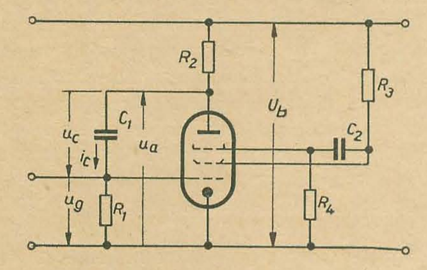


Bild 5: Phantastronschaltung

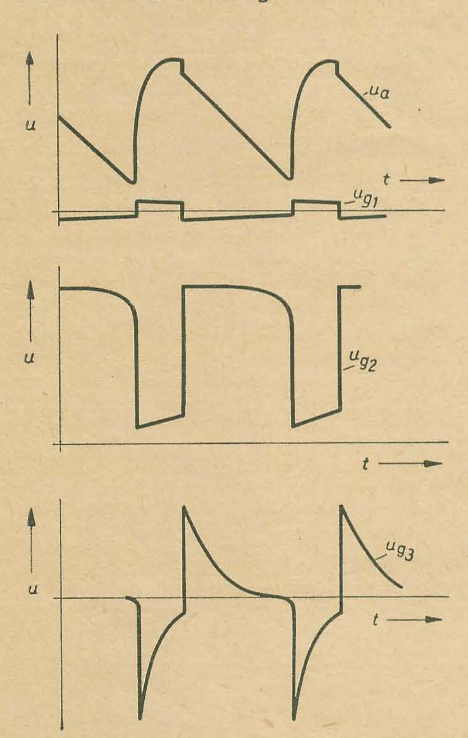


Bild 6: Verlauf der einzelnen Spannungen zu Bild 5

Die Zeitkonstante, mit der C_1 entladen wird, ist nicht ohne weiteres zu übersehen und soll deshalb abgeleitet werden. Entsprechend Bild 5 erhält man:

$$u_a + u_c + u_g = 0 \tag{1}$$

Für negative Gitterspannung ist $i_g = 0$ und deshalb

$$u_g = i_c \cdot R_1 \tag{2}$$

Außerdem gilt stets ganz allgemein

$$u_a = v \cdot u_g \tag{3}$$

und

$$i_c = C \frac{du_C}{dt} \tag{4}$$

Aus (2) wird mit (4)

$$u_g = R_1 C \frac{du_C}{dt} \tag{5}$$

Weiterhin ergibt sich aus (1) und (3)

$$u_c = -u_g (1 + v)$$

und nach Differentiation

$$\frac{du_c}{dt} = -(1 + v) \frac{du_g}{dt} \tag{6}$$

Aus (5) und (6) wird

$$u_g = -R_1 C_1 (1 + v) \frac{du_g}{dt}$$

oder

$$u_g' + u_g \frac{1}{R_1 C (1 + v)} = 0 \tag{7}$$

Gleichung (7) ist eine gewöhnliche, lineare, homogene Differentialgleichung 1. Ordnung mit konstanten Koeffizienten. Sie hat die Lösung

$$u_g = k\,e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{8}$$

wobei

$$\tau = R_1 C (1 + v) \tag{9}$$

ist.

Die Verstärkung v ist hier natürlich stets positiv einzusetzen, da das Vorzeichen ja schon im Bild 5 und deshalb in den Ansätzen berücksichtigt wurde.

Die Konstante k erhält man aus den Anfangsbedingungen. Für $t = 0$ ist nämlich $u_g = u_{co}$. Diese Bedingung in (8) eingesetzt ergibt $k = u_{co}$, und damit erhält man die endgültige Lösung

$$u_g = u_{co} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{10}$$

u_g geht also mit u_{co} beginnend nach einer e-Funktion gegen Null. Dabei ist die Zeitkonstante nicht R_1C, sondern C scheint $(1 + v)$ mal so groß zu sein wie sein tatsächlicher Wert. $(1 + v)$ C wird „Miller C" genannt. Deshalb findet man für das Phantastron auch die Bezeichnung Transitron-Miller-Schaltung. Man kann also mit kleinen C-Werten relativ hohe Zeitkonstanten erreichen. C_1 wird bei der Schaltung nach Bild 5 nie völlig entladen, da der Kippvorgang schon vorher einsetzt. u_{g1} schwankt dann während des Entladevorganges z. B. zwischen -8 V und -5 V, so daß etwa nur ein Drittel der Entladefunktion durchlaufen wird, wodurch sich ein linearerer Spannungsverlauf als beim Transitron nach Bild 4 erreichen läßt.

Bedeutend bessere Linearität erreicht man jedoch mit der Schaltung nach Bild 7. C_1 entlädt sich jetzt nicht gegen Null, sondern wird gegen U_b umgeladen. Man erhält jetzt den Maschenumlauf (2) und zusätzlich den Umlauf

$$u_a + u_c + u_{R1} - U_B = 0 \tag{11}$$

Statt (7) erhält man dann die inhomogene Differentialgleichung

$$u_g' + u_g \frac{1}{\tau} = \frac{-U_B}{\tau} \tag{12}$$

Entsprechend den Lösungsmethoden für Differentialgleichungen erhält man über partikuläres Integral für $t \to \infty$ oder mit Variation der Konstanten und mit Einführen der schon genannten Anfangsbedingung aus (12) die vollständige Lösung

$$u_g = (u_{co} + U_B)\,e^{-\frac{t}{\tau}} - U_B \tag{13}$$

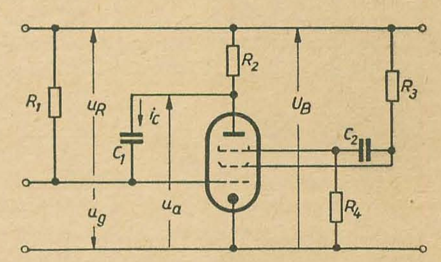


Bild 7: Phantastronschaltung

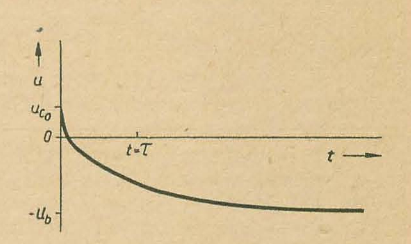


Bild 8. Spannungsverlauf nach Gleichung (13)

Im Bild 8 ist der Verlauf der Gitterspannung u_g in Abhängigkeit von der Zeit t entsprechend (13) aufgetragen. Den Gleichungsansätzen entsprechend ergeben sich die Richtungen der Spannungen und damit ihre Vorzeichen aus Bild 7 entsprechend den Spannungszählpfeilen, so daß in (13) nur die Beträge einzusetzen sind.

Praktisch ausgenutzt wird eine Spannungsänderung, die im Bereich von $u_g = u_{co} \cdots 0$ liegt, da u_g ja niemals den Wert von u_b annehmen kann. Der Kippvorgang wird schon vorher ausgelöst. Um festzustellen, welche Zeit im Verhältnis zu τ vergangen ist, wenn u_g den Wert Null erreicht, setzt man in (13) $u_g = 0$ und löst nach $\frac{t}{\tau}$ auf. Es ergibt sich

$$\frac{t}{\tau} = \ln (u_{co} + U_B) - \ln U_B \tag{14}$$

Für $U_B = 200$ V und $u_{c0} = 8$ V erhält man z. B.

$$\frac{t}{\tau} = \ln 208 - \ln 200 = 5{,}3375 - 5{,}293 = 0{,}0392 \approx 0{,}04$$

Es wird also maximal eine Zeit von $t = 0{,}04\,\tau$ vergehen, bis der Rückkippvorgang eintritt. Um abzuschätzen, welche Abweichung von der Linearität man für diesen Bereich $\frac{t}{\tau} \ll 1$ erhält, entwickelt man $e^{-\frac{t}{\tau}}$ in eine Reihe und erhält

$$e^{-\frac{t}{\tau}} = 1 - \frac{t}{\tau} + \frac{t^2}{\tau^2 \cdot 2!} - \frac{t^3}{\tau^3 \cdot 3!} + \cdots \qquad (15)$$

Für das Beispiel mit $\frac{t}{\tau} = 0{,}04$ ist $\frac{t^2}{\tau^2 \cdot 2!} = 0{,}0008$, also praktisch schon vernachlässigbar klein, so daß man die Reihe nach dem linearen Glied abbrechen kann. Gleichung (15) in (13) eingesetzt ergibt

$$u_g \approx (u_{co} + U_B)\left(1 - \frac{t}{\tau}\right) - U_B = \frac{-(u_{co} + U_B)}{\tau} \cdot t + u_{co} \qquad (16)$$

Diese Gleichung ist die einer Geraden mit dem Anstieg $\frac{u_{co} + U_B}{\tau}$. Die Spannung u_g und damit auch $u_a = v \cdot u_g$ ändert sich also nahezu linear mit der Zeit. Die Abweichung von der Linearität ist sehr gering und läßt sich nach (15) leicht mit beliebiger Genauigkeit berechnen. Wegen der guten Linearität wird diese Phantastronschaltung häufig zur Erzeugung zeitlinearer Sägezahnspannungen angewendet.

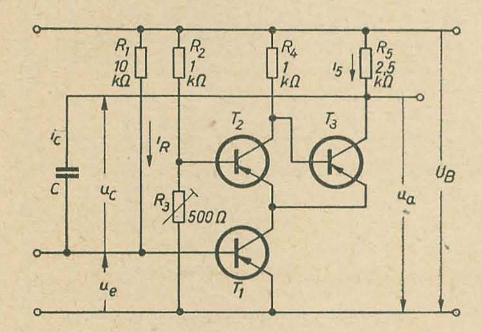


Bild 9: Phantastronschaltung mit Transistoren

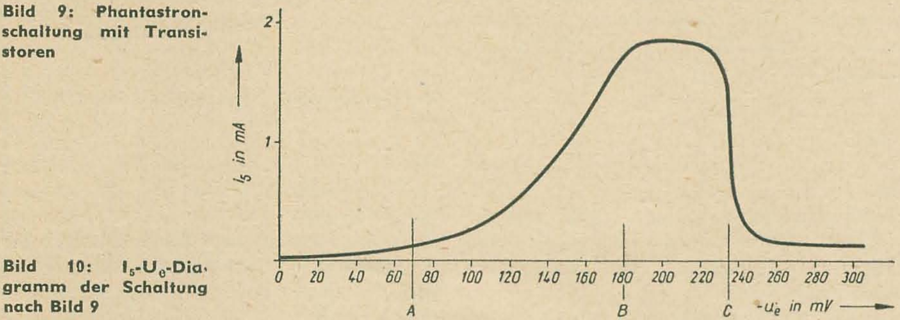


Bild 10: I_5-U_e-Diagramm der Schaltung nach Bild 9

Phantastronschaltung mit Transistoren

Bei den Röhrenschaltungen ergab sich eine negative Strom-Spannungs-Kennlinie durch die Steuerung der Stromverteilung zwischen Schirmgitter und Anode. Mit Transistoren kann dies nur durch das Zusammenwirken mehrerer Transistoren erreicht werden (Bild 9), deren Wirkungsweise kurz erläutert werden soll. Bild 10 zeigt das zu Bild 9 gehörige I_5-U_e-Diagramm, das man erhält, wenn man C entfernt und U_e variiert. Bei $U_e = 0$ ist T_1 völlig gesperrt und stellt einen hohen Widerstand dar. Dadurch sind auch T_2 und T_3 gesperrt und I_5 ist nahezu Null. Mit zunehmendem negativen U_e wird T_1 niederohmiger. Der Spannungsteiler R_2, R_3 ist so eingestellt, daß T_2 vorläufig gesperrt bleibt. Durch R_4 fließt dann nur der geringe Basisstrom von T_3. Mit negativ werdendem U_e nimmt I_5 deshalb stetig zu. Ab einem bestimmten U_e (180 mV; Bild 9), beginnt jedoch auch T_2 Strom zu ziehen. An R_4 entsteht ein Spannungsabfall, wodurch T_3 sofort gesperrt wird und der Strom I_5 fast auf Null abfällt. Bei noch negativerem U_e hält sich dieser Zustand. In der Schaltung nach Bild 9 stellt sich U_e über R_1 so ein, daß man bei geöffneter Rückführung (C entfernt) etwa 250 mV erhält. Man befindet sich also knapp hinter dem Kippunkt im I_5-U_e-Diagramm. Wir nehmen an, daß zu Beginn des Kippvorganges C soviel Ladung besitze, daß U_e etwa -60 mV beträgt (Punkt A). Es fließt nur geringer Strom durch R_5 und u_a ist nahe $-U_b$. Der Kondensator beginnt sich zu entladen, da u_e im Ruhezustand -260 mV beträgt. Die Umladezeitkonstante würde durch CR_1 bestimmt, wenn die andere Seite des Kondensators, die mit u_a verbunden ist, fest bliebe. In dem Maße jedoch, wie u_e negativer wird, geht u_a nach positiveren Werten. Dies wirkt sich als Verlangsamung des Entladevorgangs aus. Das „Miller C" ist also in gleichem Maße wirksam wie bei der Röhren-Phantastronschaltung. Dieser Umladevorgang dauert solange an, bis u_e 180 mV erreicht hat (Punkt B). u_a kann dann nicht weiter steigen und u_e fällt rasch auf -230 mV (Punkt C). Wird jetzt u_e noch weiterhin negativer, so fällt u_a entsprechend dem I_5-U_e-Diagramm gegen $-U_b$. Dieses Fallen der Spannung wird über C auf u_e übergekoppelt. Deshalb wird auch u_e negativer, wodurch das Fallen von u_a noch beschleunigt wird. Im Oszillogramm drückt sich sich das durch die Senkrechte im Punkt C des U_e-Verlaufes aus. Es findet also infolge der negativen Strom-Spannungskennlinie ein Kippvorgang statt, ähnlich dem schon beim Transitron beschriebenen.

Nunmehr ist $u_e < -260$ mV und u_a ist nicht mehr von u_e abhängig, wie man aus Bild 10 erkennt. u_a geht jetzt gegen $-U_B$ (für $u_e < 260$ mV müßte ja $u_a \approx U_B$ sein), und C lädt sich also mit der Zeitkonstante CR_5 auf. Dieser Ladestrom fließt auch über R_e des Transistors und nimmt in dem Maße ab, wie u_a die Spannung U_B erreicht. Dies ist der Fall, wenn u_e seinen Ruhepunkt von 250 mV erreicht hat. Dieser Vorgang läuft unabhängig von der Rückführung ab, denn I_5 verläuft ja im Bild 9 waagerecht. Ab $u_e = -260$ mV wird die Rückführung wieder wirksam. u_a beginnt jetzt zu steigen. Dieser Ansteig wird mittels C auf u_e übergekoppelt und u_e fällt mit. Dieser Vorgang verläuft entsprechend der negativen Kennlinie wieder schlagartig, bis u_e gegen Null geht und die Rückführung über C unwirksam wird. u_e beginnt jetzt wieder negativer zu werden, und der Umladevorgang beginnt wieder von vorn. Mit den in der Schaltung Bild 9 angegebenen Widerstandswerten wurden mit drei Transistoren vom Typ OC 815 die angegebenen Spannungsverläufe erreicht. R_3 wurde als Potentiometer ausgeführt, um der Basisspannung von T_2 den gewünschten Wert zu geben.

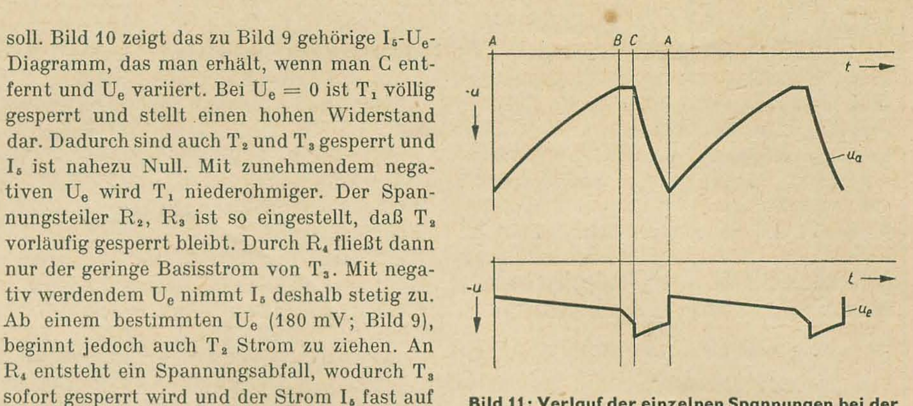


Bild 11: Verlauf der einzelnen Spannungen bei der Schaltung nach Bild 9

Wie beim Röhren-Phantastron sollen wieder der Verlauf und die Zeitkonstante für die Umladung des Kondensators C ermittelt werden. Entsprechend Bild 9 erhält man die Maschengleichungen

$$u_a + u_e + u_c = 0 \qquad (17)$$

und

$$u_e + U_B - u_{R1} = 0 \qquad (18)$$

Außerdem ist

$$i_c = i_{R1} + i_b, \qquad (19)$$

$$u_e = i_b \cdot R_b \qquad (20)$$

und

$$u_a = v \cdot u_e. \qquad (21)$$

R_b soll dabei der Eingangswiderstand des Transistors sein, der sich aus der I_B-U_{BE}-Kennlinie ergibt.

Aus Gleichung (19) erhält man

$$i_b = i_c - i_{R1} = C\frac{du_c}{dt} - \frac{u_{R1}}{R_1} \qquad (22)$$

und aus Gleichung (20) mit (22)

$$u_e = R_b C \frac{du_c}{dt} - u_{R1}\frac{R_b}{R_1} \qquad (23)$$

Mit (17) und (21) ergibt sich

$$\frac{du_c}{dt} = -(1 + v)\frac{du_e}{dt} \qquad (24)$$

und aus (18)

$$u_{R1} = u_e + U_B \qquad (25)$$

Setzt man die Gleichungen (24) und (25) in Gleichung (23) ein, so ergibt sich die inhomogene Differentialgleichung

$$u'_e + u_e \frac{R_1 + R_b}{R_1 R_b C (1 + v)} = -U_B \frac{R_b}{R_1 R_b C (1 + v)} \qquad (26)$$

Als vollständige Lösung erhält man

$$u_e = \left(u_{co} + U_B \frac{R_b}{R_1 + R_b}\right) e^{-\frac{t}{\tau}} - U_B \frac{R_b}{R_1 + R_b} \qquad (27)$$

Entwurf über Inhalt und Gliederung des einheitlichen Standardwerkes der Elektrotechnik der DDR

Wir veröffentlichen hiermit Auszüge aus der Gliederung und der Nomenklatur des einheitlichen Standardwerks der Elektrotechnik der DDR. Beide sind vollständig in ELEKTRIE Heft 10 (1961)[1]) erschienen, ein erweiterter Auszug wurde in der „Nachrichtentechnik" Heft 11 (1961) veröffentlicht.

Am 7. Juni 1961 wurde von der Leitung der Staatlichen Plankommission beschlossen, ein einheitliches Standardwerk der Elektrotechnik der DDR zu schaffen. Zur Durchführung dieses Beschlusses wurde ein Maßnahmeplan von der Abteilung Elektrotechnik der Staatlichen Plankommission, dem Amt für Standardisierung, der Abteilung Energie der Staatlichen Plankommission und der Kammer der Technik ausgearbeitet. Dieser enthält unter anderem die Bestimmung, daß eine Arbeitsgruppe Festlegungen über den Inhalt und die Gliederung des einheitlichen Standardwerkes der Elektrotechnik zu treffen hat.

Die Arbeitsgruppe hat sich auf der Arbeitstagung der Leiter der Zentralstellen für Standardisierung des Maschinenbaus am 19. und 20. 7. 1961 in Leipzig konstituiert. In die Arbeitsgruppe wurden Vertreter der Elektroindustrie, der Elektroenergiewirtschaft, der Deutschen Post, des Werkzeugmaschinenbaus, der Regelungstechnik, des Verkehrswesens, des Schiffbaus, des Bereichs Schienenfahrzeuge, der Kammer der Technik, des Amtes für Standardisierung und des Deutschen Amtes für Material- und Warenprüfung berufen. Die Leitung der Arbeitsgruppe liegt bei der Koordinierungsstelle für Standardisierung (KfS) Elektrotechnik.

Die erste gemeinsame Beratung der Arbeitsgruppe fand am 17. August 1961 in Leipzig statt. Im folgenden werden Auszüge aus dem Ergebnis der gemeinsamen Beratung zur Diskussion und Stellungnahme veröffentlicht.

Stellungnahmen sind an die KfS Elektrotechnik, Leipzig N 22, Eisenacher Str. 72, zu richten. Nach Einarbeitung der Einsprüche durch die Arbeitsgruppe werden die Ausarbeitungen dem Leiter des Amtes für Standardisierung zur Bestätigung zugeleitet.

1. Inhalt des einheitlichen Standardwerkes der Elektrotechnik

Das einheitliche Standardwerk der Elektrotechnik umfaßt:

1.1. Standards, die Festlegungen über elektrotechnische Erzeugnisse und -Anlagen enthalten, z. B. Abmessungen, Typen, Leistungsreihen, Projektierungsrichtlinien

1.2. Standards, die Festlegungen über Verfahren enthalten, die ausschließlich für die Herstellung und den Betrieb elektrotechnischer Erzeugnisse Anwendung finden, z. B. Prüfverfahren, Herstellungsverfahren, Montagerichtlinien, Wartungsvorschriften, Bedienungsanweisungen

1.3. Standards über elektrotechnische Grundlagen, z. B. Begriffe und Benennungen für elektrotechnische Erzeugnisse und Verfahren, Festlegungen über Spannungen, Ströme, Frequenzen, Magnetismus

1.4. Standards über Rohstoffe, Werkstoffe und Halbzeuge, die ausschließlich in der Elektrotechnik Anwendung finden, z. B. elektrotechnische Isolierstoffe, elektrotechnische Leiterwerkstoffe, elektrotechnische Leiterhalbzeuge

1.5. Standards, die Auswahlen aus anderen Fachbereichen enthalten und diese Auswahlreihen ausschließlich für einen oder mehrere Fachbereiche der Elektrotechnik gelten

Wenn die Nomenklatur der Fachbereiche der Elektrotechnik für die Inhaltsdefinition des einheitlichen Standardwerkes gilt, ist es erforderlich, daß die Nomenklaturen der Bereiche außerhalb der Elektroindustrie von den Fachbereichen der Elektroindustrie überschneidungsfrei sind. Besonders notwendig ist dies bei den Bereichen der Elektroenergie, der Deutschen Post und der Regelungstechnik. Das heißt also, daß außerhalb der Elektrotechnik keine elektrotechnischen Eezeugnisse in den Nomenklaturen erscheinen dürfen. Dabei ist nicht ausgeschlossen, daß auch außerhalb der Elektrotechnik Standards über elektrotechnische Erzeugnisse oder Verfahren erarbeitet werden können. Es ist jedoch unbedingt erforderlich, daß diese Aufgaben mit den verantwortlichen Zentralstellen für Standardisierung der Elektroindustrie abgestimmt und im Mitteilungsblatt „Elektro-Standard" veröffentlicht werden. Bei Unklarheiten ist die Koordinierungsstelle für Standardisierung Elektrotechnik zu befragen.

2. Gliederung des einheitlichen Standardwerkes der Elektrotechnik

Die Ordnungssystematik der Standards im Standardwerk der Elektrotechnik der DDR stützt sich auf die Fachbereiche der Elektrotechnik.

Die für die Elektroindustrie bestätigte und damit verbindliche Nomenklatur ist im Mitteilungsblatt „Elektro-Standard" Heft 8/1961 veröffentlicht.

Die Gruppen-Nummern 50 bis 59, 61 bis 77 und 120 sind identisch mit den Nummern der Fachbereiche der Elektrotechnik.

Unter den Gruppen-Nummern 10, 20, 30 und 40 werden die Standards eingeordnet, die nicht einem bestimmten Fachbereich zugeordnet werden können. Da sind z. B. Standards über Schaltzeichen, Werkstoffe, Halbzeuge und Bauteile für die gesamte Elektrotechnik, usw. Die Benennungen der Untergruppen innerhalb der Gruppen sind im wesentlichen, bis auf geringe Abweichungen, die Benennungen der Erzeugnisgruppen innerhalb der Nomenklatur der Fachbereiche der Elektrotechnik.

2.1. Auszüge aus der Gruppen-Überricht

Gruppen-Nr.	Benennung der Gruppe
64	Rundfunkempfänger, Fernsehempfänger

[1]) Nähere Einzelheiten und Erläuterungen zur Realisierung dieses Beschlusses folgen in den nächsten Heften unserer Zeitschrift und in den Zeitschriften: ELEKTRIE, Technische Gemeinschaft, Elektro-Standard und Nachrichtentechnik.

Siehe auch Schöne, H.: Standardisierung vor großen Aufgaben; Die Wirtschaft 16 (1961) H. 35 S. 7 vom 30. 8. 1961.

Schöne, H.: TGL müssen den wirtschaftlichen und handelspolitischen Erfordernissen der DDR entsprechen; Standardisierung 7 (1961) H. 18, 1/943—1/944.

(Fortsetzung von Seite 698)

wobei

$$\tau = \frac{R_1 + R_b}{R_1 \cdot R_b} \cdot \frac{1}{C(1 + v)} \quad (28)$$

die Zeitkonstante ist, mit der der Umladevorgang abläuft. Vergleicht man mit der Röhrenschaltung Gleichung (13), so zeigt sich Übereinstimmung bis auf den Faktor

$$\frac{R_B}{R_1 + R_B},$$

der bei U_B steht. Da aber

$$u_{co} \approx U_B \frac{R_B}{R_1 + R_B}$$

ist, wird man keine gute Linearität erwarten können.

Abschließend soll noch festgestellt werden, daß sämtliche hier angegebenen Schaltungen astabile (freilaufende) Schaltungen sind. Diese lassen sich einfach in monostabile Schaltungen umformen, wenn man dem Eingang über eine Diode eine Sperrspannung zuführt, die durch einen Auslöseimpuls aufgehoben werden kann.

Literatur

Chance: Waveforms; Mc Graw Hill 1949

Pound: Microwave Mixers; Mc Graw Hill 1948

Mejerowitsch und Silitschenko: Impulstechnik; VEB Verlag Technik, Berlin 1959

65 Kommerzielle Funksende- und Empfangsgeräte
66 Elektrische Meß- und Prüfeinrichtungen
67 Elektrische Meßinstrumente
68 Bauelemente der Nachrichtentechnik
69 Halbleiter-Bauelemente
70 Lampen und Elektronenröhren
73 Elektro-Isolierbauteile und -halbzeuge
75 Funk- und Fernmeldeanlagen
120 Elektroakustik

2.2. Untergruppen-Übersicht

64. Rundfunkempfänger, Fernsehempfänger

64.1. Allgemeines
64.2. Rundfunkempfänger
64.3. Betriebsfunkgeräte
64.4. Fernsehgeräte
64.5. Fernseh-Projektionsgeräte
64.6. Empfangsantennen für Rundfunk und Fernsehen

65. Kommerzielle Funksende- und Empfangsgeräte

65.1. Allgemeines
65.2. Funksender und -empfänger, Fernsehsender
65.3. Richtverbindungsgeräte für Fernsprech-, Rundfunk -und Fernsehanlagen
65.4. Verstärker
65.5. Anlagen der Fernsehtechnik
65.6. Sende- und Empfangsantennen für kommerzielle Technik
65.7. Schiffsführungsanlagen

66. Elektrische Meß- und Prüfeinrichtungen

66.1. Allgemeines
66.2. R-, L-, C-Meßeinrichtungen
66.3. Meßgeneratoren
66.4. Strom- und Spannungsmeßeinrichtungen mit Röhren
66.5. Frequenz-Meßeinrichtungen
66.6. Kabel- und Leitungsmeßeinrichtungen
66.7. Akustische Meßeinrichtungen
66.8. Oszillografen- und Katodenstrahlmeßeinrichtungen
66.9. Elektrische Prüfeinrichtungen

67. Elektrische Meßinstrumente

67.1. Allgemeines
67.2. Anzeigende Meßinstrumente
67.3. Galvanometer und Elektrometer
67.4. Meßnormale
67.5. Meßbrücken und Kompensatoren
67.6. Elektrizitätszähler
67.7. Schaltuhren
67.8. Schreibende Meßinstrumente

68. Bauelemente der Nachrichtentechnik

68.1. Allgemeines
68.2. Widerstände (außer Halbleiter)
68.3. Kondensatoren
68.4. Spulen, HF-Kerne und Quarze
68.5. Schalter
68.6. Steckvorrichtungen, Leitungsanschlußelemente
68.7. Röhrenfassungen
68.8. Skalen, Anzeigevorrichtungen und Drehknöpfe
68.9. Überspannungsableiter
68.10. Kelintransformatoren, Übertrager und Drosseln

69. Halbleiter-Bauelemente

69.1. Allgemeines
69.2. Dioden und Tetroden
69.3. Transistoren
69.4. Trockengleichrichtersäulen und -platten
69.5. Halbleiter-Widerstände
69.6. Hall-Generatoren (Thermoelektrische Halbleiter)
69.7. Fotozellen und Fotoelemente

70. Lampen und Elektronenröhren

70.1. Allgemeines
70.2. Groß- und Kleinlampen
70.3. Entladungs- und Verbundlampen
70.4. Röntgenröhren und -ventile
70.5. Rundfunkempfängerröhren
70.6. Technische Röhren
70.7. Senderöhren

75. Funk- und Fernmeldeanlagen

75.1. Allgemeines
75.2. Fernsprech- und Fernschreibanlagen
75.3. Übertragungsanlagen
75.4. Elektrische Sicherheitsanlagen, Zeitdienst-, Signal- und Funkanlagen
75.5. Stromversorgungsanlagen für Fernmeldeanlagen

120. Elektroakustik

120.1. Allgemeines
120.2. Mikrofone
120.3. Lautsprecher, Kopfhörer, Fernhörer
120.4. Verstärker für elektroakustische Einrichtungen
120.5. Geräte für Schallaufnahme und Wiedergabe

Elektrometrisches RICU-Meßgerät **Teil 2 und Schluß**

HEINZ WEINERT

Mitteilung aus dem VEB Vakutronik Dresden

Konstruktiver Aufbau

Das Gerät (Bild 12, siehe Teil 1) besteht aus zwei in einem Stahlblechgehäuse untergebrachten Einschüben und der auf das Gerät aufgebauten Meßkammer. Der obere Einschub enthält den Hochspannungsteil zur Erzeugung der Meß- und Prüfspannungen, das Meßinstrument sowie den herausnehmbaren Eingangsbaustein. Im unteren Einschub ist der Elektrometerverstärker mit Netzteil und den notwendigen Bedienungselementen untergebracht.

Netzteil

Der Netzteil zeichnet sich dadurch aus, daß sowohl die Versorgung für die Meßspannungserzeugung sowie für das Elektrometer durch die Reihenschaltung eines Kondensators mit einem entsprechend dimensionierten Netztransformator magnetisch stabilisiert sind. Diese Maßnahme wurde getroffen, um die für die Langlebensdauerröhre vorgeschriebene Heizspannungstoleranz einzuhalten, um den Stabilisierungsfaktor für die Meßspannung und das Elektrometer zu erhöhen und um die Grenzwerte für die Anodenspannung der EF 860, die als Längsröhre im Meßspannungskreis liegt, bei + 10% Netzspannungsänderung nicht zu überschreiten. Der Faktor der magnetischen Stabilisierung beträgt etwa 4 : 1. Gleichzeitig erhöht sich durch die Speisung der Bauelemente (z. B. Röhren) mit stabilisierten Spannungen deren Lebensdauer.

Elektrometer

Die im RICU-Meßgerät gestellten Forderungen an den Eingangswiderstand des Meßverstärkers liegen mit $10^{14}\,\Omega$ so hoch, daß die Verwendung von Elektrometerröhren mit einem Gitterstrom $< 10^{-14}$ A unumgänglich ist. Von den in der DDR erhältlichen Röhren wird diese Bedingung nur von der DC 760 erfüllt, mit der auch die Eingangsstufe des Elektrometerverstärkers zum RICU-Meßgerät bestückt wurde. Um nicht zu große Anforderungen an die Stabilität der Röhrenbetriebsspannungen stellen zu müssen, wurden sowohl in der Elektrometerstufe als auch bei dem nachfolgenden Leistungsverstärker je zwei Röhren bzw. Röhrensysteme gegeneinander geschaltet. Dadurch wird nicht nur die Auswirkung von Betriebsspannungsänderungen, sondern auch der Einfluß von Temperaturänderungen auf die Anzeige vermindert.
Der Leistungsverstärker wurde benötigt, um ein Meßinstrument mit ausreichend großer Skala aussteuern und ein Schreibgerät anschließen zu können. Um bei versehentlichem Anlegen einer Überspannung an den Elektrometereingang die Röhre zu schützen, wurde ein Schutzwiderstand in der Steuerleitung eingefügt. Die Steuerelektrode der Balanceröhre erhält eine feste Vorspannung. Beide

Elektrometerröhren arbeiten in umgekehrter Schaltung. Die als Anode wirkenden Gitter beider Röhren sind galvanisch mit den Steuergittern der Endtrioden verbunden. Das Potential der Katode der Endröhre ist durch den Spannungsabfall am Katodenwiderstand so hoch gelegt, daß sich die gewünschten Arbeitspunkte ergeben. Die Anodenspannung zur Endstufe ist symmetrisch über die Nullpunktgrob- und -feinregler den Arbeitswiderständen zugeführt.
Zwischen den Anoden der Endröhren liegt über Vorwiderstände, mit denen die Spannungsempfindlichkeit des Gerätes verändert werden kann, das Meßinstrument. An die Buchsen „Schreiber" kann ein Schreiber oder ein Galvanometer angeschlossen werden, ohne daß sich die Empfindlichkeit des Gerätes verändert.
Um ein stabiles Arbeiten der Elektrometerröhren zu erreichen, wird im RICU-Meßgerät das An- und Abschalten der Heiz- und Anodenspannung durch eine Relaisschaltung in einer bestimmten Reihenfolge vorgenommen.
Die Erprobung hat ergeben, daß das im RICU-Meßgerät verwendete netzbetriebene Elektrometer in seinen technischen Daten und seinen Betriebseigenschaften etwa dem batteriegespeisten Röhrenelektrometer VA-J-32 entspricht [6].

Meß- und Prüfspannungserzeugung

Die Meßspannungen von 10, 100, 1000 bzw. 0 ··· 500 V werden einem aus Präzisionswiderständen aufgebauten Spannungsteiler entnommen, der von einer elektronisch stabilisierten Quelle gespeist wird. Die Stabilisierung der Meßspannung auf besser als 0,1% ist notwendig, da bei Meßobjekten, deren Kapazität in der Größenordnung der Eingangskapazität des Elektrometers oder darüber liegt, alle Schwankungen der Meßspannung nahezu ungeschwächt auf das Elektrometer übertragen werden.
Die Prüfspannung, die zur Einstellung und Kontrolle der Elektrometerempfindlichkeit dient, wird ebenfalls an dem Spannungsteiler abgegriffen. Die der Meßspannung überlagerte Brummspannung beträgt max. etwa das 10^{-4}-fache der jeweils eingestellten Meßspannung und hat keinen Einfluß auf das Meßergebnis.

Schalter und Relais

Die zum Schutz des Bedienungspersonals, des Gerätes und des Meßobjektes notwendige Schaltung war nur durch Verwenden von Tastenschaltern und einer Reihe, zum Teil hochisolierter Relais (zum Schalten der Hochspannung und des Elektrometereingangs) realisierbar. Durch sinnvolle Anwendung dieser Bauelemente laufen einige Schaltvorgänge beim Arbeiten des Gerätes automatisch ab.

a) Beim Schließen der Meßkammer wird erst nach Anlegen der Meßspannung an das Meßobjekt der Elektrometereingang geöffnet. Damit wird eine Überlastung der Elektrometerröhre vermieden. Beim Öffnen der Meßkammer erfolgt der Schaltvorgang in umgekehrter Reihenfolge. Gleichzeitig wird die Meßspannungsbuchse M an Masse gelegt (Berührungsschutz). Das Arbeiten des Relais und damit der Schutzschaltung wird durch eine Kontrolllampe angezeigt.
b) Beim Umschalten der Meßspannung *während* des Meßvorganges wird gleichfalls der Elektrometereingang geerdet und anschließend die Meßspannung abgeschaltet, um eine Überlastung des Elektrometers zu vermeiden.
c) Durch unbeabsichtigtes gleichzeitiges Betätigen zweier nebeneinander liegender Tasten (z. B. 100 V und 1000 V) ist eine Beschädigung des Gerätes nicht möglich, da hier wieder eine Schutzschaltung wirksam wird.
d) Beim Umschalten des Meßbereichschalters auf einen anderen Meßbereich wird vor dem Abschalten des Vergleichswiderstandes (bzw. Kondensators) vom Elektrometereingang dieser geerdet und nach Einschalten des nächsten Bereiches wieder enterdet. Das gleiche tritt beim Betätigen des Umpolschalters vor dem Abschalten bzw. nach dem Anlegen der Meßspannung an das Meßobjekt ein.
e) Die Meßspannung wird vom eingebauten Instrument nur angezeigt, wenn sie an der Meßspannungsklemme anliegt.

Anzeigeteil

In dem Gerät ist ein Meßinstrument (50 µA, Kl. 0,5) eingebaut, das nach der mit den Tastenschaltern vorgenommenen Umschaltung folgende Werte anzeigt bzw. einzustellen gestattet:

Meßspannung

Bei ähnlichen Geräten wird meist auf eine Anzeige der Meßspannung verzichtet oder ein zweites Meßinstrument verwendet. Außer bei der regelbaren Meßspannung ist es beim RICU-Meßgerät möglich, auch die festeingestellten Spannungen (10, 100, 1000 V) zu kontrollieren und, wenn notwendig, auf den Sollwert nachzuregeln. Da bei zu kleinem Widerstand des Meßobjektes die Meßspannung unter ihrem Sollwert abnimmt, kann durch diese Kontrolle eine Fehlmessung vermieden werden.

Elektrometerempfindlichkeit

Nach Drücken einer Tastenkombination wird eine Prüfspannung an den Elektrometereingang und das Instrument gleichzeitig an den Elektrometerausgang gelegt. In dieser Stellung ist eine Kontrolle und Nachregelung der Elektrometerempfindlichkeit möglich. Bei gleichzeitiger Umschaltung des Polaritätsschalters kann die Elektrometerempfindlichkeit in beiden Aussteuerbereichen — positiv und negativ zum Arbeitspunkt — kontrolliert und bei Abweichungen nachgestellt werden. Die Prüfspannung wird nach Betätigen der entsprechenden Tasten unabhängig von der eingestellten Meßspannung ebenfalls am Instrument angezeigt. Da dieser Meßkreis temperaturkompensiert ist, liegt der Anzeigefehler der Prüfspannung unabhängig von der Umgebungstemperatur unter 1%. Mit der Prüfspannung von 0,1 V kann ein empfindlicheres Außenmeßwerk, z. B. ein 5-µA-Lichtmarkengalvanometer, eingestellt werden.

Nullpunkt

Durch Betätigen der Taste „Nullpunkt" wird der Elektrometereingang geerdet und das Instrument an den Elektrometerausgang gelegt. In dieser Schaltstellung, die zwischen jeder Messung automatisch beim Öffnen der Meßkammer eintritt, kann der Nullpunkt kontrolliert und notfalls nachgestellt werden.

Messen

Durch Betätigen der Taste „Messen" wird mittels eines hochisolierten Relais der Eingang des Elektrometers enterdet und damit die am Vergleichswiderstand bzw. -kondensator auftretende Spannung auf das Steuergitter der Elektrometerröhre gegeben, was am Meßinstrument einen dieser Spannung proportionalen Ausschlag bewirkt.

Eingangsbaublock

Der Eingangsbaublock (Bild 13) enthält die Bauelemente, die für die einwandfreie Funktion des Gerätes und zum Teil für die Meßgenauigkeit von besonderer Bedeutung sind.

Trockenpatronen

Zwei mit Blaugel gefüllte und in den Eingangsbaublock geschraubte Trockenpatronen setzen die relative Luftfeuchtigkeit in diesem auf

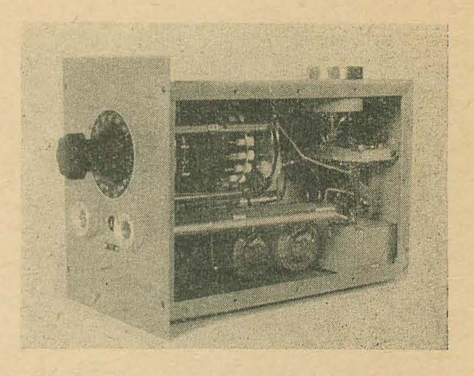


Bild 13: Eingangsbaublock geöffnet. Links der Bereichsschalter mit den Vergleichswiderständen und -kondensatoren und die Trockenpatronen. Rechts oben der Eingangsisolator, dahinter die Elektrometerröhren

$< 30\%$ herab. Das Blaugel kann nach eingetretener Sättigung, die durch ein Beobachtungsfenster feststellbar ist (Farbumschlag), erneuert oder wieder regeneriert werden. Die Regenerierung, durch Erhitzen auf etwa 150 °C, kann bei Verwendung einer Infrarotlampe oder einer Heißluftdusche auch in der Trockenpatrone selbst vorgenommen werden.

Isolation

Aus bei uns durchgeführten Untersuchungen ist bekannt, daß Heydeflon (Polytetrafluoräthylen) der einzige Isolierstoff ist, dessen Oberflächenwiderstand auch bei relativen Luftfeuchtigkeiten bis zu $100\% \geqq 10^{14}\,\Omega$ bleibt [23]. Dieser Wert darf, wie bereits erläutert, von der Isolation im Eingangsteil des Elektrometers nicht unterschritten werden. Das ist nach unseren Messungen im getrockneten Eingangsbaublock auch bei allen kritischen Bauelementen (Schalter, Röhren, Normalkondensatoren) der Fall.
Der Eingangsisolator hat die Form eines gleichseitigen Dreiecks, so daß das Trockenmittel durch die so vorhandenen Öffnungen auf beide Seiten des Isolators einwirken kann. Gegenüber der äußeren Atmosphäre ist der Elektrometereingang durch einen schmalen Luftspalt getrennt. Auch bei einer relativen

Luftfeuchtigkeit von 100 % in der Meßkammer ist die durch den Luftspalt in den Eingangsbaublock eindringende Feuchtigkeit so gering, daß die Sättigung des Trockenmittels erst nach längerer Zeit eintritt.

Elektrometerröhren

Diese werden nach gründlicher Reinigung und Hydrophobierung mit einem geeigneten Silikonpräparat mit einem Schutzring versehen und zur Verminderung der Stoßempfindlichkeit in Schaumgummi gehaltert.

Meßbereichsschalter

An den Bereichsschalter (Bild 14) werden eine Reihe von Forderungen gestellt, die die Konstruktion eines Spezialschalters notwendig

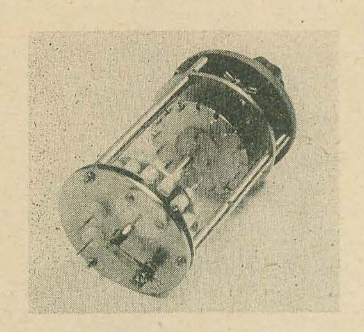


Bild 14: Bereichsschalter ohne Vergleichswiderstände und -kondensatoren

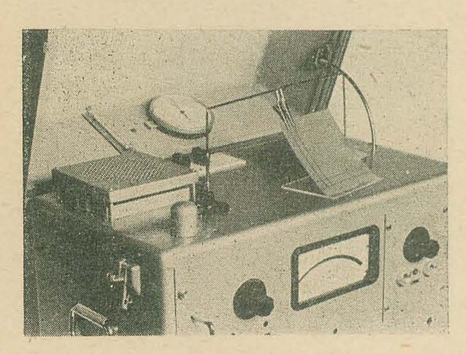


Bild 15: Meßkammer mit Isolierstoffprobe. Vorn links die Abschirmkappe für die Beleuchtungslampe, dahinter die Einrichtung zur Luftumwälzung

machten. Alle Vergleichswiderstände und -kondensatoren (insgesamt 14), mit Ausnahme des jeweils am Elektrometereingang liegenden, werden vom Schalter kurzgeschlossen, um die Bildung von Restladungen zu vermeiden. Hinzu kommt eine Schalterstellung, bei der kein Vergleichsnormal am Elektrometereingang liegt ($R_F \geq 10^{14}\,\Omega$). Die Kapazität des hochisolierten Anschlusses gegen Masse beträgt nur wenige pF. Eine Selbstreinigung der Kontakte ohne Reibung auf dem Isolierstoff ist gewährleistet.

Erdungsrelais

Zum Erden des Elektrometereinganges wird ein Miniaturrelais verwendet, das in einem besonderen Abschirmgehäuse untergebracht ist. Ein am Anker befestigter und aus der Abschirmung herausragender Isolierstoffstreifen trennt die Kontaktfedern, wobei die auf der hochohmigen Seite liegende direkt am Eingangsisolator angebracht ist.
Der Eingangsbaublock kann nach Lösen von vier Schrauben aus dem Gerät herausgezogen und durch ein achtadriges Kabel über Messerleisten mit dem Gerät verbunden werden. Bei der Zuführung der Meßspannung aus dem Gerät zum Meßobjekt sind entsprechende Schutzmaßnahmen vorzusehen. Damit ist es möglich, alle genannten Messungen auch außerhalb der Meßkammer an einer beliebigen anderen Stelle (z. B. Klimakammer) vorzunehmen.

Meßkammer

Die an das Gerät angebaute Meßkammer (Bild 15) soll das Meßobjekt gegen elektrostatische und elektromagnetische Felder abschirmen, einen lichtdichten Abschluß bewirken, um die Untersuchung lichtempfindlicher Objekte zu ermöglichen, und das Meßobjekt luftdicht abschließen, um die Messung bei einer definierten relativen Luftfeuchtigkeit vornehmen zu können.
Beim RICU-Meßgerät kann das Meßobjekt ohne Verwendung eines hochisolierten Kabels direkt an den Elektrometereingang angeschlossen werden. Damit entfallen die bei anderen Geräten durch Kapazitätsänderungen des Meßkabels oder durch Reibungselektrizität und Einstreuung von Störspannungen oft auftretenden Meßfehler.
Eine in der Meßkammer befindliche Beleuchtung sowie ein lichtdicht verschließbares Fenster (leitfähiges Glas) gestatten das Beobachten des Untersuchungsobjektes auch während des Meßvorganges. Die Erzeugung der gewünschten relativen Luftfeuchtigkeit in der Meßkammer geschieht entweder mit Trockenmitteln, mit Wasser oder mit den in DIN 53482 angegebenen Salzlösungen. Die in der Meßkammer vorhandene Einrichtung zur Luftumwälzung bewirkt, daß sich die gewünschte Luftfeuchtigkeit in wenigen Minuten einstellt. Ein in der Meßkammer eingebautes Haarhygrometer und ein Thermometer ermöglichen die Kontrolle der relativen Luftfeuchtigkeit und der Temperatur.
Über zwei Buchsen, die mit entsprechenden Anschlüssen auf der Frontplatte direkt verbunden sind, kann eine beliebige äußere Spannung, z. B. für eine Heizung, für ein Kontaktthermometer, oder eine Meßspannung, der Meßkammer zugeführt werden.
Weiterhin sind in der Meßkammer zwei Buchsen vorhanden, an die die Meßobjekte bei der Spannungs- und Kapazitätsmessung angeschlossen werden. Die Buchsen sind auf einer Heydeflonplatte befestigt, so daß auch bei hohen relativen Luftfeuchtigkeiten in der Meßkammer noch eine ausreichende Isolation gewährleistet ist.

Zusammenfassung

Ein neuartiges elektrometrisches Meßgerät, das besonders für die Untersuchung sehr hoher Widerstände geeignet ist, wird beschrieben. Auf die verschiedenen Methoden zur elektrometrischen Messung von Spannungen, Strömen, Widerständen, Kapazitäten und Ladungen wird ausführlich eingegangen. Weiterhin werden die Besonderheiten der Schaltung und des konstruktiven Aufbaues erläutert.

Technische Daten

Elektrometer:

Eingangswiderstand:
$R_E \geqq 10^{14}\,\Omega$ (bei rel. Luftfeuchtigkeit $\leqq$ 100%)

Eingangskapazität:
$C_E \approx 25$ pF

Nullpunktdrift (bezogen auf die Eingangsspannung):
$\leqq \pm 10$ mV/h

Meß- und Prüfspannungsquelle:

Meßgleichspannung:
$U_M = 10;\ 100;\ 1000$ V (fest) 50 ··· 500 V (stetig regelbar)

Prüfspannung: $U_{prüfen} = 0{,}1$ V; 1 V

Abweichung der Meßspannung vom eingestellten Wert während der Meßzeit ($\leqq$ 15 min) und bei einer Änderung der Netzspannung um $\pm 10\%$:
$\leqq 1 \cdot 10^{-3}$

Allgemeine Werte:

Röhrenbestückung: 2 × DC 760
1 × ECC 960
1 × EZ 80
1 × EF 860
1 × EY 86
3 × STR 108/30

Stromversorgung: 220 V $\pm 10\%$; 50 Hz

Leistungsaufnahme: max. 90 VA

Sicherungen: 1 × 0,5 A
1 × 0,16 A

durch Trockenmittel oder Salzlösungen bzw. Wasser in der Meßkammer reproduzierbare rel. Luftfeuchtigkeit:
$< 10 \cdots \approx 100\%$

Abmessungen:

Gesamtgerät: 580 × 525 × 370 mm
nutzbarer Innenraum der Meßkammer:
≈ 250 × 200 × 150 mm

Gewicht: ≈ 40 kp

Literatur

[1] DIN 53482: Bestimmung der elektrischen Widerstandswerte; Oktober 1955

[2] I. J. Forrest: The Measurement of Insulation; Electrical Power Engineer 1951/897

[3] G. France: High Value Resistors and their Measurement; Electronic Engineering 1 (1957) S. 24 ··· 30

[4] E. A. Frommhold: Über die Entwicklung eines neuen Elektrometerröhrentyps; Nachrichtentechnik 10 (1958) S. 461 bis 466

[5] E. A. Frommhold: Über die Anwendung elektrostatischer Meßverfahren; Deutsche Elektrotechnik 2 (1959) S. 68 ··· 72

[6] E. A. Frommhold: Ein Röhrenelektrometer für universelle Verwendung; radio und fernsehen 3 (1959) S. 77

[7] E. A. Frommhold und H. Weinert: Kritische Bemerkungen über Teraohmmeter und Geräte zur Messung von Isolationswiderständen; Elektrie 2 (1961) S. 56

[8] W. Frost: Über die Meßtechnik hochohmiger Widerstände; Elektronik 8 (1957) S. 231

[9] T. Gast: Elektrische Feinmessung an Kunststoffen; Kunststoffe 4 (1950) S. 121

[10] H. Gönningen: Verfahren zur Messung hoher Widerstände; ETZ 12 (1937) S. 316

[11] Hawkins: Eine einfache Methode zur Messung hoher Widerstände; Journ. Scient. Instr. 12 (1956) S. 486

[12] W. Hetzel: Messung des Oberflächenwiderstandes elektrischer Isolierstoffe; ATM V 3517, Okt. 1941

[13] J. Lemouzy: La Mesure des résistances et isolements de haute valeur; Aus „Instruments et Laboratoires" Nr. 1

[14] F. J. Lynch und C. L. Wesenberg: An Instrument for Measurement of Very High Resistance; Rev. Sc. Instr. 3 (1954)

[15] H. Mayer: Hilfsmittel zum Bestimmen elektrischer Eigenschaften von Isolierstoffen; Kunststoffe 9 (1948) S. 177

Der tschechoslowakische TV-Empfänger „Lotos"

OSWALD ORLIK

Über einige neuartige Merkmale des TV-Empfängers „Lotos" berichteten wir bereits in radio und fernsehen 18 (1961), und zwar über die Ausführung des Kanalwählers und der Kanalstreifen in gedruckter Schaltungstechnik. Da dieser Empfänger von unserem Handel angeboten wird, erscheint es zweckmäßig, die Schaltung des Gerätes kennenzulernen, zumal diese einige neuartige Schaltungsvarianten aufweist.

Allgemeines

Mit dem tschechoslowakischen TV-Empfänger „Lotos" stellt sich ein Gerät vor, das den Weltstand der TV-Empfängerentwicklung mit bestimmt. Der Empfänger ist, wie bereits erwähnt, in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt, mit einer 53-cm-Bildröhre bestückt und für die Aufnahme eines Konverters vorbereitet. Die Bedienungselemente sind in der herkömmlichen Art von der rechten Seite und der Rückfront zugänglich. Dabei befinden sich an der rechten Seite der Kanalschalter mit dem Knopf für die Oszillatorfeinabstimmung, drei über dem Kanalschalter liegende Knöpfe zur Lautstärkeregelung, Kontrastregelung, sowie zum Einstellen der Bildhelligkeit. Außerdem liegt über den letzgenannten Knöpfen ein Tastensatz mit der Taste zum Ein- und Ausschalten des Gerätes, der Klarzeichnertaste, der Taste zum Einschalten des evtl. später eingebauten Konverters sowie zwei weiteren Tasten zum Einstellen des Klangbildes. An der Rückseite des Gerätes befinden sich die Regler für die Bildhöhe, die Synchronisierung und für die Vertikallinearität (Linearität „unten" und „oben"). Zu erwähnen ist noch das vertikal herausklappbare Chassis, an dem auch der Kanalwähler befestigt ist. Der Kanalwähler wird also mit dem Chassis herausgeklappt. Ein Anschluß für einen Fernbedienungsteil ist vorhanden.

Kanalwähler

Der Empfängereingang ist für den Anschluß eines symmetrischen 300-Ω-Antennenkabels ausgelegt. Die Eingangsverstärkerstufe arbeitet in Kaskodeschaltung der Spanngitterröhre PCC 88, womit ein sehr guter Rauschabstand und damit eine hohe Empfindlichkeit garantiert ist (Bild 1). Die Empfindlichkeit im Band I wird mit 30 μV und die im Band III mit 70 μV angegeben. Die Verbindung vom Eingangsübertrager zum Gitter des in Katodenbasis geschalteten ersten Triodenteils der PCC 88 ist unsymmetrisch aufgebaut. In diesem Verbindungszweig liegt eine LC-Kombination, die die Charakteristik einer sehr schmalen Bandsperre besitzt. Sie verhindert ein Ausstrahlen der Zwischenfrequenz. Die Kondensatoren C_{106} und C_{107} neutralisieren die Gitter/Katoden- und Anoden/Gitter-Kapazität. Der Gitterkreis der ersten Triode wird durch Einschalten der entsprechenden Induktivität (L_{105}) bei der Kanalwahl auf den gewünschten Kanal abgestimmt. Der Widerstand R_{107} bedämpft den Eingangskreis, um die notwendige Bandbreite zu erhalten. Die Regelspannung wird dem Gitter der Katodenbasisstufe zugeführt, doch wird damit die Kaskodestufe geregelt, also die Gitterbasisstufe ebenfalls. Dies ist durch die gleichstrommäßige Reihenschaltung der beiden Röhrensysteme gegeben. Nimmt die Regelspannung negativere Werte an, so verringert sich der Anodenstrom, und die Anodenspannung der Katodenbasisstufe steigt an. Damit erhöht sich auch die Katodenspannung der Gitterbasisstufe, so daß das Gitter negativer gegenüber der Katode geworden ist. C_{105} riegelt die Regelspannung gegen den Eingang ab.

Um ein Absinken der Verstärkung bei hohen Frequenzen durch die Anodenkapazität des ersten Systems und die Gitterkapazität des zweiten Systems zu verhindern, ist die Spule L_{106} eingeschaltet worden. Diese bildet mit den genannten Kapazitäten einen Kreis, der auf Mitte des Bandes III abgestimmt ist. Im Band I ist dann L_{106} unwirksam.

Die Gittervorspannung des zweiten Systems der PCC 88 ist durch die Spannungsteilung mit R_{103}, R_{104} auf +90 V eingestellt. Die Spannung des Gitters ist jedoch durch die hohe Katodenspannung immer noch als negative Gittervorspannung wirksam. Durch den Kondensator C_{110} wird die für die Hochfrequenz notwendige Gitterbasisschaltung hergestellt, da durch ihn das Gitter HF-mäßig an Masse liegt. C_{111} dient zum Abgleich bei Röhrenwechsel.

Über das durch die Kanalumschaltung stufenweise umschaltbare Bandfilter (L_{107}, L_{108} mit den entsprechenden Kapazitäten) gelangt das verstärkte Eingangssignal an den additiven Pentodenmischer. Damit die erforderliche Bandbreite zustande kommt, bedämpft R_{111} das Bandfilter. Der Punkt 11 ist als Meßpunkt herausgeführt worden. Am Schirmgitter liegt die Entdämpfungsspule für den Eingangswiderstand der Mischröhre (L_{110}). Die Oszillatorfrequenz wird induktiv auf das Gitter der Mischröhre übertragen (L_{109} zu L_{108}). Mit C_{117} wird der Oszillatorfeinabgleich vorgenommen. Bei Röhrenwechsel kann mit C_{118} der Oszillatorkreis nachgestimmt werden.

Im Verbindungsweg zwischen Mischstufe und erster ZF-Stufe liegt noch ein zusätzlicher Tiefpaß (L_{112}, C_{127}, C_{133}), der die über der Zwischenfrequenz liegende Oszillatorfrequenz bedämpft. Das Ausstrahlen der Oszillatorfrequenz in den Zwischenfrequenzverstärker wird dadurch sehr stark herabgesetzt. Damit verringern sich ebenfalls die bei der Demodulation auftretenden Verzerrungen. Neben den Kreisen, die die ZF-Kurve zur richtigen Form ausbilden, liegt gleichfalls in diesem Verbindungsweg die Klarzeichnertaste. Durch Drücken dieser Taste wird die Verstärkung der tiefen Frequenzen herabgesetzt, womit das Bild schärfere Konturen zeigt.

ZF-Verstärker

Der ZF-Verstärker ist dreistufig aufgebaut, wobei die erste Stufe an die Regelspannungsleitung angeschlossen ist. Die Zwischenfrequenzkreise bestehen aus bifilar gewickelten Spulen mit den entsprechenden Kapazitäten. Die bifilare Wicklung bringt einen guten Kopplungsfaktor mit sich. Die Widerstände R_{207} und R_{214} bedämpfen die Zwischenfrequenzkreise und sorgen somit für die notwendige Bandbreite.

Bilddemodulator und Videoverstärker

Die Schaltung zur Ton- und Bilddemodulation weist beim „Lotos" einen neuartigen Aufbau auf, und zwar wird die Ton- und Bild-

(Fortsetzung von Seite 702)

[16] H. Mette: Eine Schleifdrahtwalze für die Townsendschaltung als einfaches Hilfsmittel zur Präzisionsmessung von sehr großen Widerständen; Zeitschrift für angewandte Physik 1 (1955) S. 16 ··· 20

[17] R. H. Normann: Measurement of Electrical Resistance of Insulating Materials; Journ. Scient. Instr. 7 (1950) S. 2

[18] Normenheft 14 und W. Krassowsky: Elektrische Prüfung von Kunststoffen nach amerikanischen Normen; Beuth-Vertrieb, Berlin, 1950 und Kunststoffe 3 (1950) S. 95

[19] G. M. Rose: A method for measuring very high values of resistance; Rev. Scient. Instr. 2 (1931) S. 810

[20] H. Schlesier: Gigaohmeter zur Messung von Widerständen bis $10^{13}\,\Omega$; radio und fernsehen 20 (1957) S. 641

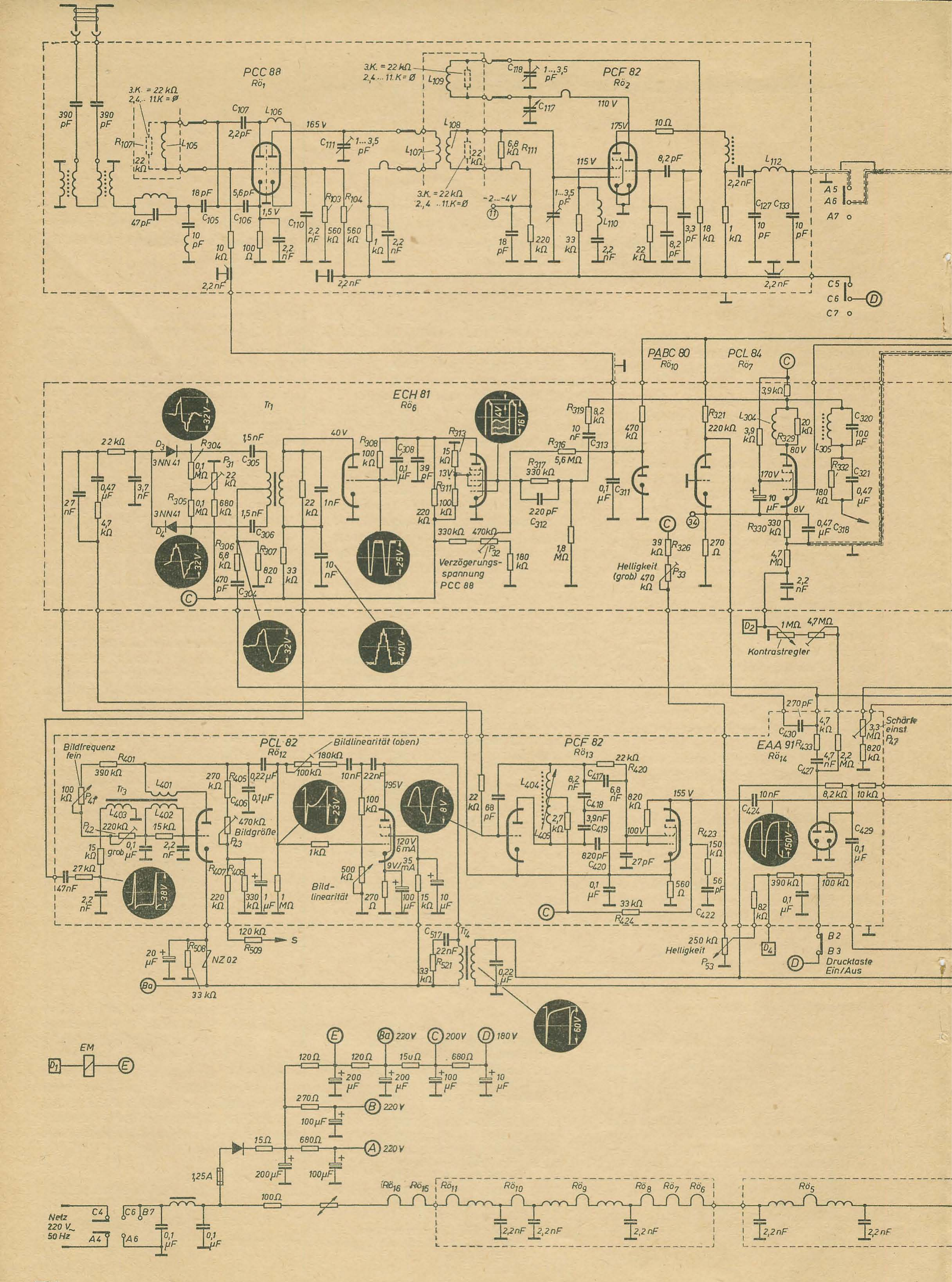
[21] M. G. Scroggie: Measuring High Resistance; Wireless World 6 (1952) S. 236

[22] F. Weidmann: Verfahren zur Messung hoher Isolationswiderstände an Kunststoffen; Kunststoffe 6 (1938) S. 141

[23] H. Weinert: Über den Einfluß der Luftfeuchtigkeit auf den Oberflächenwiderstand von Plasten; Plaste und Kautschuk 10 (1960) S. 480 ··· 486

[24] K.-H. Winterling: Die Messung von Widerständen über $10^{12}\,\Omega$; ATM V 3517-2. und 3. August und Oktober 1952

[25] J. K. Wood: The Measurement of High Value Resistances; Electronic Engineering 6 (1958) S. 374


PCC 88
Rö1
PCF 82
Rö2
ECH 81
Rö6
PABC 80
Rö10
PCL 84
Rö7
PCL 82
Rö12
PCF 82
Rö13
EAA 91
Rö14
Verzögerungs-
spannung
PCC 88
Helligkeit
(grob)
Kontrastregler
Bildfrequenz
fein
Bildlinearität (oben)
Bildgröße
Bild-
linearität
Schärfe
einst
Helligkeit
Drucktaste
Ein/Aus
Netz
220 V~
50 Hz

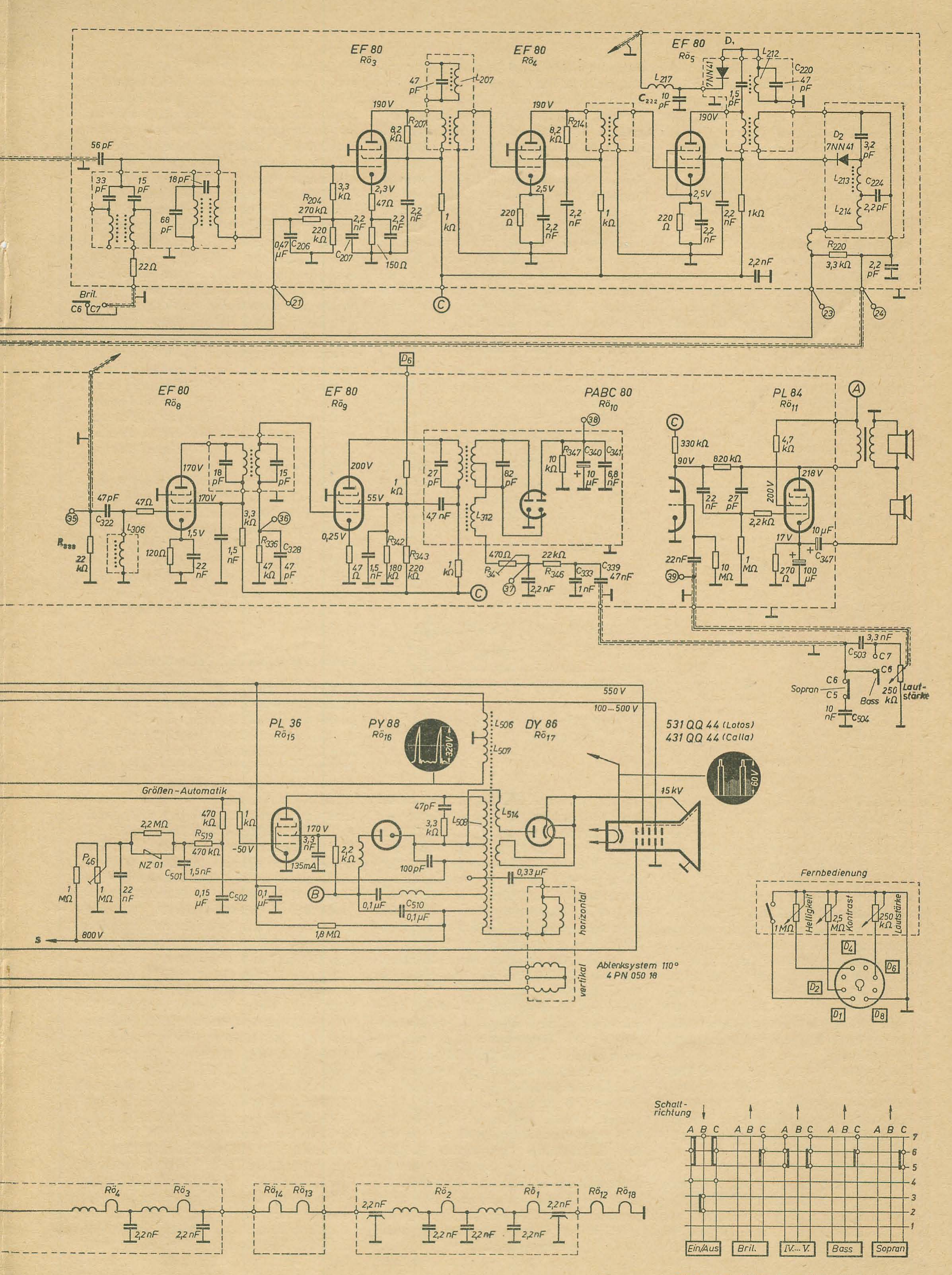


Bild 1: Schaltbild des TV-Empfängers „Lotos"

demodulation getrennt mit zwei Dioden vorgenommen. Dadurch erhält man den Vorteil, daß sich die Demodulationskreise so abstimmen lassen, daß sich ein Minimum von „Bild im Ton“ und „Ton im Bild“ ergibt.
Über das Bandfilter der letzten ZF-Stufe gelangt die Zwischenfrequenz an die Bilddemodulatordiode D_2. Der Arbeitswiderstand der Diode D_2 ist der Widerstand R_{220}. Die Diode ist so geschaltet, daß die Bildmodulation den Videoverstärker negativ aussteuert. Die Siebung der Zwischenfrequenz geschieht mit dem Tiefpaß L_{213}, L_{214} und C_{224}. Die nachgeschaltete Drossel kompensiert die schädlichen Kapazitäten und verhindert somit einen Verstärkungsabfall bei den hohen Frequenzen.
Die Demodulationsschaltung ist galvanisch mit der Videoendstufe gekoppelt; eine Schwarzwertgewinnung ist also nicht notwendig. Das Bildsignal liegt zwischen dem Gitter der Videoröhre und deren Katode, wobei das Signal jedoch über einen RC-Parallelkreis an die Katode gelangt. Zwischen dem Arbeitswiderstand der Bilddemodulatordiode und dem erwähnten RC-Parallelkreis ist der Kontrastregler angeschlossen. Damit läßt sich die Gittervorspannung verändern, die über R_{220} am Gitter der Videoendröhre anliegt. Mit dem RC-Glied R_{330}, C_{318} ist eine Kontrasteinstellung möglich, ohne daß der Grundhelligkeitswert beeinflußt wird. Die Ladung des Kondensators, die durch den Potentialunterschied zwischen dem positiven Punkt der Katode und dem negativen Punkt des Kontrastreglerabgriffes bestimmt wird, überlagert sich mit dem Bildmodulationssignal und beeinflußt so den mittleren Gleichstromwert (Bild 2). Erhöht man z. B. die negative Vorspannung, vermindert also den Kontrast, so wird ohne das RC-Glied damit auch der mittlere Gleichspannungswert an der Anode der Videoendröhre zurückgehen. So aber erhöht sich die Spannung von C_{318}, die, in Reihe mit dem Bildmodulationssignal liegend, den Gleichspannungswert der vorigen Einstellung wieder hergestellt.
Im Anodenkreis der $Rö_7$ liegt die Kombination L_{304}, R_{329} zur Anhebung der hohen Frequenzen. Die Kombination L_{305}, C_{320} sperrt die letzten Reste der Tonmodulation, während R_{332}, C_{321} zur Strahlstrombegrenzung dient.

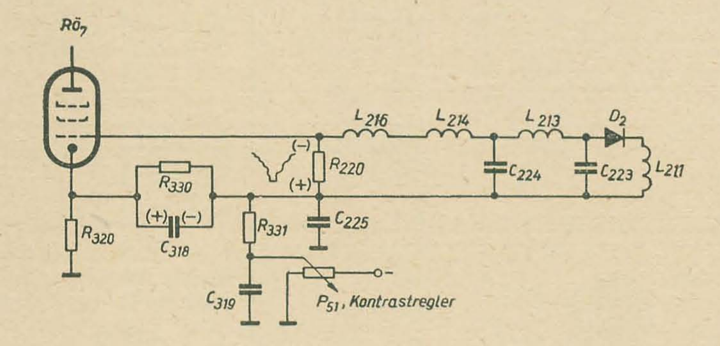


Bild 2: Videostufe

Amplitudensieb

Das Modulationssignal gelangt von der Anode der Videoröhre zum Amplitudensieb, das durch die Spannungsteilung von R_{311} und R_{313} mit sehr kurzer Kennlinie arbeitet (herabgesetzte Schirmgitterspannung). Durch die starken positiven Synchronimpulse fließt Gitterstrom, der C_{313} gitterseitig negativ auflädt, wodurch sich eine starke negative Vorspannung einstellt. Die Röhre wird dann nur von den stark positiven Synchronimpulsen geöffnet. R_{319} verhindert eine kapazitive Belastung der Videoendröhre. Die Kombination R_{317}, C_{312} liegt hinter dem Gitterableitwiderstand, um eine unnötige Spannungsteilung zu vermeiden. Der Heptode der ECH 81 schließt sich der Triodenteil als Impulsumkehrstufe an. R_{308} sorgt in Verbindung mit C_{308} für eine nochmalige Begrenzung und damit saubere Form der Synchronimpulse. Über Tr_1 gelangen die Zeilensynchronimpulse an die Phasenvergleichsschaltung, während die Bildsynchronisierungsimpulse durch die Integrationskette gespeichert werden.

Bildgenerator und Bildendstufe

Der Bildgenerator $Rö_{12}$ arbeitet in Sperrschwingerschaltung. Das Prinzip des Sperrschwingers besteht darin, daß bei einem kräftigen Anodenstromimpuls, der über Tr_3 auf das Gitter übertragen wird, Gitterstrom fließt und den im Gitterkreis liegenden Kondensator gitterseitig negativ auflädt. Dadurch wird der Anodenstrom gesperrt, bis sich der Kondensator über einen entsprechenden Widerstand entladen hat. An der Anode entsteht also nur ein kurzzeitiger Impuls. Nun ist bei dem vorliegenden Bildsperrschwinger die Anode über R_{401}, P_{41} und P_{42} mit dem Gitter verbunden. Dadurch ergibt sich eine geradlinigere Form der Umladungskurve der Gitterkreiskapazität, die für eine störunanfällige Synchronisation erforderlich ist. Man kann deshalb die Kopplung zwischen L_{401} und L_{402} enger festlegen und erhält so eine kleinere Flankenzeit des Anodenstromimpulses. Diese ist gleichbedeutend mit einer kleineren Rücklaufzeit des Bildablenkimpulses, die gerade bei 53-cm-Bildröhren wünschenswert ist. Die eigentliche Steuerung der Bildendstufe übernimmt der an der Anode des Bildsperrschwingers liegende Kondensator C_{406}, denn, wie schon erwähnt, arbeitet der Bildsperrschwinger auf Grund des kurzzeitigen Anodenstromimpulses nur als Schalter. Während des kurzzeitigen Öffnens der Röhre wird C_{406} sehr schnell entladen und danach über P_{43} und R_{405} aufgeladen. Jedoch wird nur ein Teil der Ladungskurve ausgenutzt (Zeitkonstante), und zwar der geradlinige Teil. Die Bildamplitude ist mit P_{43} einstellbar. Die Anodenspannung des Bildsperrschwingers und damit auch die Ladespannung von C_{406} sind stabilisiert, da diese aus der Boosterspannung durch Spannungsteilung von R_{509}, R_{407} und R_{406} gewonnen wird. Die Boosterspannung wird durch eine besondere Schaltung, die noch besprochen wird, auf einen konstanten Wert gehalten. Da jedoch die Bildendstufe wegen ihres großen Leistungsbedarfs nicht an die Boosterspannung angeschlossen werden kann, ist im Katodenkreis eine Schaltungsvariante vorgesehen worden, die Amplitudenänderungen der Bildendröhre, hervorgerufen durch Netzspannungsschwankungen, kompensieren soll. Die Gittervorspannung der Bildsperrschwingerröhre wird durch Spannungsteilung mit einem Heißleiter und R_{508} aus der Netzspannung gewonnen. Verringert sich die Netzspannung, so erhöht sich der Widerstand des Heißleiters. Die Katodenspannung wird negativer, und die Bildsperrschwingröhre entlädt C_{406} auf einen tieferen Spannungswert. Damit wird die Bildendröhre mehr ausgesteuert. Der Synchronimpuls für den Bildsperrschwinger wird von einer gesonderten Wicklung von Tr_3 auf den Gitterkreis übertragen. Auf eine besondere Röhre zur Impulsverstärkung, wie sie in den bekannten Schaltungen vorhanden ist, kann dadurch verzichtet werden, was hinsichtlich Fehlerquellen von Vorteil ist.
Zwischen dem Bildsperrschwinger und der Bildendröhre liegt das Netzwerk zur Impulsformung, worin sich auch die Einstellregler zur unteren und oberen Linearitätseinstellung des Bildimpulses befinden. Von der Bildendröhre gelangen die Vertikalablenkimpulse über Tr_4 an die Vertikalablenkspulen. Mit R_{521} und C_{517} werden die während des Rücklaufes entstehenden hohen Spannungsspitzen begrenzt.

Phasenvergleich und Zeilenoszillator

Zum Phasenvergleich wird eine symmetrische Phasenvergleichsschaltung benutzt. Die Zeilensynchronimpulse gelangen über Tr_1, C_{305} und C_{306} an die Dioden D_3 und D_4. Der Wicklung L_{506} des Zeilentrafos werden die positiven Rückschlagimpulse entnommen und über das Differenzierglied C_{304}, R_{306}, R_{307} dem Mittelpunkt des Tr_1 zugeführt. Die Amplitude wird durch Spannungsteilung von R_{306} und R_{307} auf den richtigen Wert herabgesetzt. An den Mittelpunkt von R_{304} und R_{305} wird eine kleine positive Spannung angelegt, die durch P_{31} veränderbar ist. Damit läßt sich der Arbeitspunkt der Dioden einstellen. Die Brückenschaltung, bestehend aus D_3, R_{304} und D_4, R_{305}, wird mit P_{31} derart auf Symmetrie eingestellt, daß am Mittelpunkt von R_{304}, R_{305} der gleiche Spannungswert vorhanden ist, wie am Mittelpunkt von D_3, D_4. Die Synchronimpulse, die mit entgegengesetzter Polarität an die Dioden gelangen, werden gleichgerichtet. Sind die differenzierten Impulse aus dem Zeilentrafo nicht vorhanden, so wird die Brückenschaltung durch die Synchronimpulse noch nicht aus dem Gleichgewicht gebracht. Dies ist auch noch nicht der Fall, wenn die Synchronimpulse zeitlich derart mit den Rückschlagimpulsen zusammenfallen, daß sich die Synchronimpulse auf der Nullinie (Nulldurchgang) des differenzierten Rückschlagimpulses befinden. Tritt jedoch eine zeitliche Verschiebung ein, so wird das Potential des einen Brückenzweiges angehoben und das des anderen vermindert. Am Mittelpunkt der Dioden entsteht eine Gleichspannung, die nach Passieren eines Zweizeitenkonstantenfilters den Arbeitspunkt der Reaktanzröhre ver-

Technische Daten

Bildabmessungen in mm (53-cm-Bildröhre): 470×360
Empfindlichkeit: 30 µV im Band I
70 µV im Band III
Antenneneingangsimpedanz: 300 Ω, symmetrisch
Tonausgangsleistung: 2,5 W bei 10% Verzerrungen (800 Hz)
Lautsprecher: elliptischer Tieftonlautsprecher (150×200 mm), elliptischer Hochtonlautsprecher (50×70 mm), beide streufrei
Frequenzgang: 70 ··· 10000 Hz
Stromversorgung: nur 220 V ±10%, 50 Hz
Leistungsaufnahme: 160 W
Sicherungen: 1,25 A, 250 V
Chassis: vertikal herausklappbar
Verbindungen: gedruckte Schaltungen in allen Teilen
Abmessungen in mm: 540×440×380
Gewicht: 28 kp

ändert. Da diese parallel zum Schwingkreis des Zeilenoszillators liegt, wird die Kapazität des Schwingkreises und damit die Frequenz des Zeilenoszillators verändert.
Der Zeilenoszillator arbeitet in einer Dreipunktschaltung, wobei die Oszillatorröhre eine Doppelfunktion ausübt, so daß sich damit eine Röhre einsparen läßt. Das Pentodensystem arbeitet als Schalter, während das „Triodensystem" — das Schirmgitter stellt die Anode dar — als Oszillator arbeitet. Die Rückkopplung von L_{404} auf L_{405} ist so stark, daß der Oszillator selbständig schwingt. Der Kondensator C_{420} wird durch die positive Oszillatorschwingung und durch den damit verbundenen Gitterstrom gitterseitig negativ aufgeladen. Die Anodenstromkennlinie wird nur durch die positiven Spitzen durchsteuert, so daß lediglich kurzzeitige Anodenstromimpulse entstehen. R_{420} und C_{417} sorgen für eine Strombegrenzung und verhindern eine Überlastung des Schirmgitters. Durch das kurzzeitige Öffnen der Pentode wird C_{422} entladen und danach über R_{424}, R_{423} aufgeladen. Mit der Spannungsänderung von C_{422} wird die Zeilenendröhre ausgesteuert. Der Mittelpunkt von C_{418}, C_{419} liegt wechselspannungsmäßig an Masse, so daß sich der kapazitive Dreipunktoszillator ergibt.

Zeilenendstufe und Hochspannungsgewinnung

In der Horizontalablenkstufe wird der Strom für die horizontale Strahlablenkung erzeugt. Die Anodenspannung der Zeilenendröhre liegt über der Boosterdiode und einer Wicklung des Zeilentrafos (L_{508}) an der Anode. Bei geöffneter Zeilenendröhre beginnt ein linear ansteigender Strom zu fließen. Im Moment des Strommaximums wird die Zeilenendröhre durch einen negativen Impuls schlagartig gesperrt. Der durch den Zeilentrafo fließende Strom bricht zusammen und es setzt ein Ausschwingvorgang ein, der zeitlich von der Größe der Zeilentrafoinduktivität und der Schaltkapazität sowie Röhrenkapazität abhängig ist. Es entsteht eine positive Spannungsspitze, die nach Null abklingt und weiter zum negativen Maximum durchschwingen will. Ab einem bestimmten Spannungswert jedoch wird diese Schwingamplitude negativer als die Spannung an C_{510}. Die Boosterdiode wird leitend und schaltet damit C_{510} an den Zeilentrafo. C_{510} speichert die vorhandene Energie und bildet mit seiner Ladungsspannung sowie der in Reihe liegender Spannung aus den Netzteil die Stromversorgung für die Zeilenendstufe. In der Wicklung L_{514} wird die Impulsspitze auf 15 kV transformiert und durch die Hochspannungsdiode $Rö_{17}$ gleichgerichtet. Diese Hochspannung wird der Bildröhre als Anodenspannung zugeführt.

Bildgrößenautomatik

Mit dieser Automatik lassen sich die Bildgrößen stabilisieren. Ändert sich die Aussteuerung der Zeilenendröhre, so ändern sich gleichzeitig die Hochspannung und die Zeilenbreite. Diese Auswirkungen lassen sich vermeiden, wenn man die Aussteuerung konstant hält. Der einfachste Fall ist der, die durch Netzschwankung verursachten Aussteuerungsschwankungen durch entsprechendes Regeln der Vorspannung auszugleichen; nichts anderes bewirkt die Bildgrößenautomatik. Vom Zeilentrafo wird über C_{501} eine Spannung abgenommen, die, wie bekannt, aus einem negativen Teil sowie dem positiven Rücklaufimpuls entsteht. Diese Spannung wird einem VDR-Widerstand zugeführt, dessen Arbeitspunkt durch P_{46} eingestellt wird. Der VDR-Widerstand richtet die positiven Rücklaufimpulse gleich, so daß der negative Teil erhalten bleibt. Die Spannung liegt über dem Siebglied R_{519} und C_{502} am Gitter der Zeilenendröhre. Mit Verschieben des Arbeitspunktes durch P_{46} ist die negative Vorspannung veränderbar. Erhöht sich also die Netzspannung, so wird die Zeilenendröhre vom Zeilenoszillator mehr ausgesteuert. Damit erhöht sich die zwischen den positiven Rücklaufimpulsen liegende negative Spannung, wodurch die Gittervorspannung zum Negativen hin verschoben wird. Die Aussteuerung wird damit auf den vorhergehenden Wert zurückgeregelt. Die aus der Gleichrichtung gewonnene negative Spannung wirkt zusammen mit der durch den Gitterstrom vorhandenen negativen Aufladung des gitterseitigen Beleges von C_{424}.

Kontrastregelung, Helligkeitsregelung und Dunkeltastung

Die Kontrastregelung wurde schon bei der Beschreibung des Videoverstärkers behandelt. Die negative Spannung zur Kontrastregelung wird mit der ersten Diode von $Rö_{14}$ gebildet. An die Anode werden die positiven Rücklaufimpulse aus dem Zeilentrafo gelegt, die die Diode öffnen. Durch den fließenden Anodenstrom wird der anodenseitige Beleg von C_{427} negativ aufgeladen (Zeitkonstante C_{427}, R_{433}) Diese Spannung wird dem Kontrastregler zugeführt.
Die Helligkeit läßt sich durch P_{53} verändern. Damit wird der Spannungsunterschied zwischen Katode der Bildröhre und Wehneltzylinder variiert. Mit P_{33} ist eine Grobeinstellung der Helligkeit möglich, während R_{326} verhindern soll, daß die Spannung am Wehneltzylinder positiver als die der Katode wird.
Die Dunkeltastung wird in Verbindung mit der zweiten Diode von $Rö_{14}$ vorgenommen. Der Anode dieser Diode werden die Impulse der Bildablenkstufe (Tr_4) und die der Horizontalablenkstufe (L_{507}) zugeführt. Dabei ist die Polarität so, daß die Rücklaufimpulse negativ sind. Der positive Teil der Ablenkimpulse wird von der Diode gleichgerichtet, so daß die Auswirkung auf den Wehneltzylinder und damit der Einfluß auf die Helligkeit unterdrückt wird. Die negativen Impulse hoher Spannung sperren jedoch die Diode und beeinflussen somit die Helligkeit, bewirken also die Dunkeltastung über C_{429}.

Getastete Regelung

Für den Fernsehbesitzer ist es immer unangenehm, wenn er Kontraständerungen bemerkt. Das ist dann der Fall, wenn Schwankungen des Eingangssignals innerhalb des Gerätes nicht ausgeglichen werden. Es besteht nun die Möglichkeit, wie beim Hörrundfunk, eine Gegenkopplung einzuführen. Im vorliegenden Fall, also beim TV-Empfänger, kann die Gitterspannung der Eingangsstufe und der ZF-Verstärkerstufen vom Videosignal abhängig gemacht werden. Um jedoch ein Übersteuern des ZF-Verstärkers zu vermeiden, regelt man nur die erste und eventuell zweite ZF-Verstärkerstufe. Beim „Lotos" wird nur die erste Stufe geregelt, da ja nur drei Stufen vorhanden sind.
Von weiterem Vorteil ist die Verwendung der getasteten Regelung, d. h., daß dabei die Regelung nur von der Höhe der Zeilenimpulse abhängig ist. Störimpulse, die zwischen den Zeilenimpulsen auftreten, beeinflussen also die Regelung nicht. Man geht jedoch bei modernen Regelschaltungen noch einen Schritt weiter und benutzt die verzögerte Regelschaltung. Hierbei setzt die Regelung der Eingangsstufe nur ab einer bestimmten Eingangsspannung ein. Damit ergibt sich der bemerkenswerte Vorteil, daß der Rauschabstand, der doch von der Verstärkung der Eingangsstufe abhängig ist, nicht durch die Regelung verringert wird. Bis zu einem bestimmten Eingangssignal wird deshalb nur die erste ZF-Verstärkerstufe geregelt, bei hohen Eingangssignalen setzt die Regelung der Eingangsstufe ein.
Zur besseren Übersicht der Regelschaltung des „Lotos" ist diese im Bild 3 getrennt dargestellt. Die Katode der Taströhre liegt am Katodenwiderstand der Videoröhre. An der Katode liegt also das Videosignal mit negativer Polarität. Eine Anodenspannung erhält die Taströhre nicht. Der Anode werden die positiven Rücklaufimpulse aus dem Zeilentrafo über C_{430} zugeführt. In der Taströhre fließt nur dann ein Anodenstrom, wenn an der Anode die hohen Rücklaufimpulse zur gleichen Zeit anliegen, da an der Katode die Zeilenimpulse (negativer Polarität) vorhanden sind. Nun wird durch den fließenden Anodenstrom der anodenseitige Beleg von C_{430} negativ aufgeladen. Es stellt sich also an der Anode eine negative Spannung ein, die von der Höhe der an der Katode vorhandenen Zeilenimpulse, die wiederum in ihrer Höhe dem Eingangssignal entsprechen, abhängig ist. Diese negative Spannung wird mit R_{321} und C_{206}, sowie mit R_{204} und C_{207} gesiebt und wirkt als Regelspannung der ersten ZF-Stufe.

Der Einsatzpunkt der Regelung der Eingangsstufe wird mit P_{32} eingestellt. Die Verzögerungsdiode erhält eine von der Stellung von P_{32} abhängige positive Vorspannung. Die Regelung der Eingangsstufe setzt dann ein, wenn die negative Spannung von C_{430} die positive Vorspannung aufhebt. Bis zum Einsatzpunkt der Regelung liegt das Gitter der

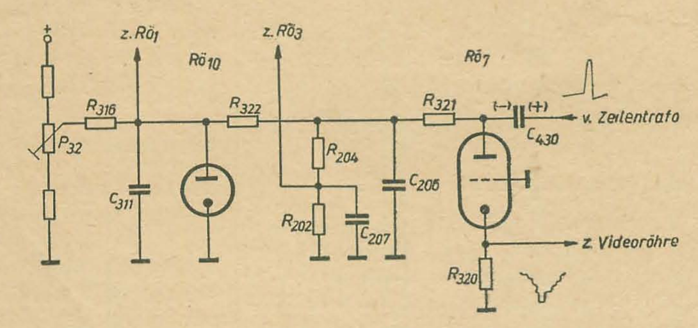


Bild 3: Regelungsschaltung

Eingangsstufe annähernd auf Massepotential. Die Regelspannung für die Eingangsstufe wird mit R_{316}, C_{311} nochmals gesiebt.

Tonteil

Wie bereits bei der Beschreibung der Bilddemodulation erwähnt wurde, sind im „Lotos" für die Bilddemodulation und für die Tondemodulation getrennte Modulationskreise vorgesehen. Um den letzten ZF-Kreis nicht zu verstimmen, ist der Tondemodulationskreis lose über 1,5 pF an diesen Kreis gekoppelt. Der Kreis L_{212}, C_{220} ist auf die Ton-ZF abgestimmt, an ihm ist die Demodulationsdiode D_1 angeschlossen. Der Arbeitswiderstand der Diode ist R_{333}. C_{222}, L_{217} bilden mit C_{322} und L_{306} einen π-Kreis. Die über 5,5 MHz liegenden Frequenzen finden in C_{222} einen geringeren Widerstand als in L_{217} vor, so daß sie über C_{222} abgeleitet werden. Der Saugkreis C_{322}, L_{306} ist auf 5,5 MHz abgestimmt, setzt also dieser Frequenz einen geringen Widerstand entgegen. Zur Aussteuerung der $Rö_8$ wird das bei Resonanz an L_{306} vorhandene Spannungsmaximum ausgenutzt.
An die erste Verstärkerstufe schließt sich die Begrenzerstufe an. Für die Begrenzerwirkung sind die RC-Gitterkombination R_{336}, C_{328}, die durch Spannungsteilung von R_{343} und R_{342} heruntergesetzte Schirmgitterspannung sowie der unüberbrückte Katodenwiderstand maßgebend. Um die Begrenzerwirkung voll wirksam zu machen, wird zur Tondemodulation ein Ratiodetektor verwendet, der ebenfalls Begrenzereigenschaften besitzt. Die beiden Dioden sind in Reihe geschaltet, wobei R_{347} als Arbeitswiderstand der Dioden anzusehen ist, der jedoch durch C_{340} den Schwingkreis nicht bedämpft. Der Schwingkreis wird also nur durch die Diodeninnenwiderstände bedämpft. Dadurch findet eine Begrenzung statt, da die spannungsabhängigen Innenwiderstände bei erhöhter Spannung den Kreis mehr bedämpfen. Außerdem ist die Zeitkonstante von C_{340} so ausgelegt, daß die Spannung an diesem Kondensator nur der NF folgt. C_{341} sorgt für eine Ableitung der Trägerspannung. Der Differenzstrom der Dioden, der die demodulierte Schwingung enthält, durchfließt die Wicklung L_{312}. Hinter der Deakzentuierung (R_{346}, C_{333}) wird über C_{339} die NF-Spannung abgegriffen. P_{34} dient zur Symmetrierung der Ratiodetektorschaltung.
Die NF wird über das Netzwerk zum Einstellen des Klangbildes dem NF-Vorverstärker zugeführt. Das Klangregister ist mit den beiden Tasten „Baß" und „Sopran" ausgestattet. Ist keine von diesen Tasten gedrückt, so wird der mittlere Frequenzbereich hervorgehoben, da C_{503} die tiefen und C_{504} die hohen Frequenzen bedämpft. Bei Drücken der Taste „Baß" wird C_{503} abgeschaltet, wobei die tiefen Frequenzen mit verminderter Dämpfung passieren können. Ist jedoch die Taste „Sopran" eingeschaltet, dann ist C_{504} abgeschaltet, und die hohen Frequenzen werden durch diesen Kondensator nicht mehr abgeleitet. Sind beide Tasten jedoch gleichzeitig gedrückt, dann wird das gesamte Frequenzband verstärkt wiedergegeben. Nach der Vorverstärkung gelangt das Tonsignal über die Endstufe zu den Lautsprechern. C_{347} ist auf Katodenpotential der Endröhre gelegt worden, um durch diese Vorspannung eine unverzerrte Wiedergabe der Höhen zu erreichen. Der „Arbeitspunkt" des Elkos liegt nun nicht auf dem Nullpunkt der „unsymmetrischen Kennlinie".

Netzteil und Fernbedienungsteil

Der Netzteil ist für Allstrombetrieb ausgelegt. Die Gleichrichtung geschieht mit einem Siliziumgleichrichter. Der am Eingang liegende π-Kreis ist so angelegt, daß die über der Netzfrequenz liegenden Frequenzen stark gedämpft werden. Somit wird ein Ein- und Ausstrahlen unerwünschter Frequenzen verhindert.
Der Fernbedienungsteil weist als Besonderheit den Schalter zum Ausschalten des Gerätes auf. Über einen entsprechenden Druckschalter des Fernbedienungsteiles wird der Elektromagnet EM eingeschaltet, der den Netzeingang auftrennt. Der Magnet fällt danach ab, so daß das Gerät wieder einschaltbereit ist.
Zu erwähnen ist noch die Leuchtpunktunterdrückung. Mit einem Kontakt des Ein- und Ausschalters wird der Wehneltzylinder der Bildröhre an einen Siebkondensator des Netzteiles gelegt, worüber sich die Aufladung der Bildröhre ausgleichen kann.

Probleme der Ersatzteilversorgung importierter TV-Empfänger

Die Einführung des neuen TV-Empfängers „Lotos" aus der ČSSR soll Anlaß sein, zu dem Problem der Ersatzteilversorgung Stellung zu nehmen.
Dieser neue Empfänger genügt sowohl in technischer Hinsicht als auch in seiner äußeren Formgebung verwöhnten Ansprüchen. Trotz Kenntnis dieser Tatsache stehen aber viele Käufer dem Erwerb eines Importgerätes skeptisch gegenüber. Sie loben seine Bild- und Tonqualität, äußern sich in jeglicher Hinsicht positiv über das Gerät ... und zögern beim Kauf.
Was passiert, wenn ein Bauelement ausfällt? Bekomme ich jederzeit defekte Röhren, Trafos u. a. m. ersetzt?
Diese und ähnliche Fragen sind fast ausschließlich der Grund des Zögerns. Nun muß man leider feststellen, daß diese Angst bisher oft nicht unbegründet war. Wie oft mußten enttäuschte Besitzer eines TV-Gerätes (das gilt selbstverständlich nicht nur für Importgeräte) bei Ausfall eines Bauelementes noch während der Garantie durch Fehlen von Ersatzteilen längere Zeit auf die Instandsetzung warten. Das ist natürlich ein unmöglicher Zustand.
Daß derartige hochgezüchtete technische Artikel störanfälliger sind, als beispielsweise ein elektrischer Staubsauger, ist jedem klar. Bekommt er aber sein Gerät innerhalb einer angemessenen Frist repariert, werden kaum nennenswerte Klagen laut werden.
Die Bereitstellung einer sortiments- und bedarfsgerechten Ersatzteileauswahl ist natürlich kompliziert. Sie erfordert gute Fachkenntnisse der verantwortlichen Stellen, Kenntnisse und Erfahrungen über das betreffende Gerät, damit verbunden eine richtige und weite Vorausplanung und eine gut durchdachte und rechtzeitig einsetzende Verteilung der Ersatzteile. Die hier aufgestellten Grundbedingungen sind bisher bei weitem nicht alle erfüllt worden.
Wie sah es bisher in der Praxis aus?
Als die ersten Importgeräte auf dem Inlandmarkt erschienen, erhielten die betreffenden Großhandelsgesellschaften die zur Reparatur nötigen Ersatzteile zusammen mit den TV-Geräten vom Herstellerwerk und verkauften sie dann weiter.
Im Frühjahr 1959 erfolgte eine Umstellung. In Magdeburg wurde eine Zentralstelle für

Ersatzteile importierter TV-Geräte eingerichtet. Diese Zentrale war nunmehr für die Bestellung, Lagerung und Auslieferung von Ersatzteilen aller TV-Importtypen zuständig. Auf den ersten Blick eine lobenswerte Einrichtung. Sie führte aber zu großen Schwierigkeiten. Sämtliche Reparaturbetriebe bestellten ihre benötigten Ersatzteile in Magdeburg. Die Folge davon war, daß tausende Einzelbestellungen bearbeitet werden mußten. Es ergaben sich Wartezeiten bis zu mehreren Wochen. Hiervon waren besonders kleinere Reparaturbetriebe betroffen, die nicht über die Mittel verfügten, sich kleine Handlager anzulegen. Diese unhaltbaren Zustände änderten sich erst, als man begann, in den einzelnen Bezirken sogenannte Fachgeschäfte einzurichten. Bis Ende des Jahres 1961 sollen in allen Bezirken der DDR diese Fachgeschäfte eingerichtet sein und den Verkauf von Importersatzteilen durchführen (eine Aufstellung aller bisher bestehenden Fachgeschäfte finden Sie in radio und fernsehen 24 (1961)).

Die Erfahrungen haben bereits gezeigt, daß hierdurch eine wesentliche Erleichterung erreicht wurde. Der Reparaturbetrieb braucht die Teile nicht langfristig zu bestellen, sondern kann sie in seinem zuständigen Fachgeschäft direkt kaufen. Die Fachgeschäfte wiederum kontrollieren lediglich ihre Lager und bestellen im Bedarfsfall in Magdeburg nach. In der Zentralstelle Magdeburg verringern sich hierdurch die Bestellungen zahlenmäßig auf ein Minimum.

Jetzt taucht aber eine wichtige Frage auf und zeigt, daß die soeben erwähnte Praxis eigentlich noch in gewisser Hinsicht Theorie ist. Das entscheidende Problem besteht nämlich darin, daß im Zentrallager in Magdeburg auch sämtliche Ersatzteile ständig vorhanden und lieferbar sind, und das ist leider nicht immer der Fall. Obwohl die meisten Ersatzteile ständig am Lager sind, kommt es auch vor, daß entscheidende Positionen zeitweilig gänzlich fehlen. Leider handelt es sich hier oft nicht um Teile, die durch äquivalente Bauelemente anderer Typen ersetzt werden können.

Das kann verschiedene Ursachen haben. So konnten Verzögerungen in der Belieferung dadurch eintreten, daß der Herstellerbetrieb dringend nötige Lieferungen von Ersatzteilen verspätet oder unvollständig durchführte, obwohl der Bedarf von zuständiger Seite rechtzeitig bekannt gegeben wurde. Andere Gründe liegen in der Arbeitsweise maßgeblicher deutscher Stellen, und hier scheinen bisher einige entscheidende Fehler gemacht worden zu sein.

Das Verbindungsglied zwischen dem ausländischen Exporteur und den DDR-Handelsorganen ist die Deutsche Export- und Importgesellschaft mbH Heim-Electric. Sie schließt Handels- und Zusatzverträge ab und entscheidet mit über Auswahl und Liefertermine der einzelnen Erzeugnisse. Sie wirkt also nach außen hin als DDR-Vertragspartner. Es ist natürlich von Heim-Electric nicht zu verlangen, daß sie z. B. eine genaue Spezifikation über den zu erwartenden Bauelementeausfall an TV-Geräten durchführt. Diese Arbeit wird vom Versorgungskontor für Maschinenbauerzeugnisse, Handelsabteilung II in Magdeburg nach Erteilung eines entsprechenden Unterauftrages von Heim-Electric durchgeführt. Für alle Importverträge von TV-Geräten und deren Ersatzteile ist also Heim-Electric federführend und hat alle Fäden in der Hand. Nach den gemachten Erfahrungen ist es aber Heim-Electric bisher nicht gelungen, dieser zentralen verantwortungsvollen Position gerecht zu werden. Das läßt sich anhand einiger Beispiele nachweisen.

Dringend benötigte Importersatzteile für ein ungarisches TV-Gerät lagerten z. B. über einen Monat in Magdeburg und konnten trotzdem nicht verkauft werden, weil die Preise von Heim-Electric nicht festgesetzt worden waren. Bei einem anderen Gerätetyp verursachte der gleiche Fehler eine mehrmonatige Verzögerung.

So wurden weiterhin die Garantieersatzteile für einige im Jahre 1961 zu liefernden Gerätetypen durch Heim-Electric erst Mitte Dezember (!) 1960 bestellt. Davon sollten bereits 50 % im Januar und Februar 1961 ausgeliefert werden. Da macht natürlich auch der entgegenkommendste Hersteller nicht mit.

Man hat den Eindruck, daß bei der Heim-Electric ab und zu Einiges im Schreibtisch liegen bleibt. Nachbestellungen über Importersatzteile von Magdeburg wurden von Heim-Electric teilweise nicht einmal bestätigt. Betrachtet man sich einige Verträge oder Abmachungen, wird die Situation noch verworrener. So besteht zwischen Heim-Electric und dem tschechoslowakischen Außenhandelsunternehmen KOVO die Festlegung, daß die Ersatzteilbestellung sechs Monate vor Lieferung zu erfolgen hat. Zwischen Heim-Electric und dem Versorgungskontor in Magdeburg

Fortsetzung S. 718

BAUANLEITUNG

Ein Nachhallgerät für den Tonbandamateur

F. WOLFGANG DABRUCK

Grundsätzlich gibt es mehrere Möglichkeiten für die Erzeugung eines künstlichen Nachhalls. Die bekannteste und älteste Lösung ist die des Hallraumes. Hierbei sind in einem entsprechend hergerichteten Raum ein Lautsprecher und ein Mikrofon untergebracht (Bild 1). Bei der Aufnahme wird ein Teil des Signals abgezweigt und nach der weiteren Verstärkung dem Lautsprecher im Hallraum zugeführt.

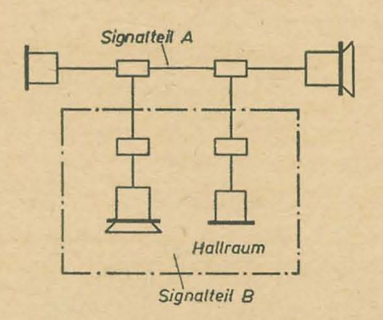


Bild 1: Erzeugung eines Nachhalls durch Hallraum

Infolge der räumlichen Trennung von Hallraumlautsprecher und Mikrofon muß der Schall einen bestimmten Weg durch die Luft zurücklegen. Dabei kommt es zu einem Zeitverlust gegenüber dem Signalteil A.

Eine weitere Möglichkeit zur Erzeugung einer Laufzeitverschiebung ist die Zwischenschaltung mechanischer Laufzeitglieder. So kann z. B. der Signalteil B anstelle des Hallraums über Schraubenfedern geführt werden.

Die dritte Möglichkeit zur Laufzeitverschiebung ist das Magnettonband. Hier wird Signal B auf ein Tonband aufgezeichnet, um gleich danach wieder abgehört zu werden. Der Weg Sprechkopf-Hörkopf entspricht hier der Zeitverschiebung.

Alle diese Verfahren sind in der Anlage recht aufwendig, verlangt doch der Hallraum außer einem geeigneten Raum — der Fremdgeräusche ausschließt — Mikrofon und Lautsprecher einschließlich der zugehörenden Verstärker. Das mechanische System setzt komplizierte Antriebs- bzw. Abhörsysteme voraus, die auch wieder über geeignete Verstärker angeschlossen werden müssen. Das Tonbandverfahren hingegen erfordert praktisch nur ein komplettes Tonbandgerät.

Systemaufbau

Für das im folgenden beschriebene Nachhallgerät wurde das Tonbandprinzip gewählt. Der Grund für diese Wahl u. a. ist in der leichten Anwendbarkeit zu suchen, da das Gerät an keine besondere Umgebung gebunden ist. Der Aufbau bereitet keine besonderen Schwierigkeiten für den Amateur. Der bedeutendste Vorteil, der für das Tonbandverfahren spricht, ist die Möglichkeit, daß die Laufzeitverschiebung entsprechend den jeweiligen Bedürfnissen verändert werden kann. Dabei spielt die benutzte Bandgeschwindigkeit eine wesentliche Rolle. Bei dicht aneinander stehenden Tonköpfen ist die Entfernung vom Sprechkopfspalt zum Spalt des Hörkopfes nur bedingt durch die Größe der Köpfe. Der Weg, den das Band dabei zurücklegt, entspricht der Verzögerung.

Als Nachhall kann das Ausklingen eines Tones über dessen Ende hinaus angesehen werden,

wobei die Nachhallzeit durch den umgebenden Raum mitbestimmt wird. Das Ausklingen des Tones muß vom Ohr als unmittelbarer Bestandteil des vorausgegangenen Tones empfunden werden. Daraus ergibt sich, daß die Nachhallzeit einen zeitlich kurzen Ablauf hat. Als Nachhall werden Laufzeitverzögerungen angesprochen, die kürzer als 0,1 s sind.
Dauert die Laufzeitverzögerung länger als 0,1 s so spricht man nicht mehr von Nachhall, sondern von Echo. Das charakteristische Merkmal ist, das zwischen einem Ton und dessen Echo eine für das Ohr deutlich wahrnehmbare Trennung vorhanden ist.
Es ist wünschenswert, ein Nachhallgerät so zu konstruieren, daß sich damit Laufzeitverzögerungen verschiedener zeitlicher Dauer erzielen lassen. Bei geeignetem Aufbau wird es dann möglich sein, die Laufzeit so weit zu verzögern, daß an Stelle des Nachhalls ein Echo tritt. Erreichbar ist eine Veränderung der Laufzeit durch die Herabsetzung der Bandgeschwindigkeit des Nachhallgerätes. Eine solche Möglichkeit ist allerdings an einen Motor gebunden, dessen Umdrehungszahl sich kontinuierlich regeln läßt. Für den Amateur wäre das nur mit einem Kollektormotor zu lösen, jedoch stehen dem einige Nachteile, wie geringe Laufkonstanz, Kraftverlust bei geringer Umdrehungszahl und Störungen durch Funkenbildung am Kollektor entgegen.
Zur Vermeidung dieser Nachteile wird ein anderer Weg beschritten. Das Band wird dabei mit einer für alle Lautzeitverzögerungen gleichen Geschwindigkeit angetrieben. Um trotz gleichbleibender Bandgeschwindigkeit eine Veränderung der Laufzeitverzögerung zu erreichen, ist der Hörkopf beweglich angebracht.
Für eine geringe zeitliche Verschiebung muß der Hörkopf dicht neben dem Sprechkopf stehen. Angenommen, die genannten Köpfe stehen unmittelbar nebeneinander, so ist nur der Weg von der Sprechkopfmitte (Spalt) bis zur Mitte des Hörkopfes als Verzögerung wirksam. Vergrößert man nun den Weg, den das Tonband zurücklegen muß, durch Auseinanderrücken der Köpfe, so steigt die Verzögerung entsprechend an. Die Berechnung der Verzögerungszeit ist recht einfach. Sie errechnet sich aus der Bandgeschwindigkeit und der Entfernung vom Sprechkopfspalt bis zum Hörkopfspalt.

$$\frac{\text{Entfernung SK — HK in mm}}{\text{Bandgeschwindigkeit in mm/s}} = \text{Laufzeitverzögerung.}$$

Beispiel:
Die Bandgeschwindigkeit beträgt 19,05 cm/s, Entfernung Sprechkopf—Hörkopf = 15 mm; dann ist die Verzögerung

$$\frac{15}{190{,}5} = 0{,}08 \text{ s}$$

Für die hier beschriebene Nachhalleinrichtung sind zwei voneinander abweichende Aufbauformen möglich; die eine als Gerät mit eigenem Antriebsmotor, die andere als zusätzlicher Aufbau in ein bereits bestehendes Tonbandgerät. Die letztere Möglichkeit, die praktisch einer Erweiterung des jeweiligen Gerätes gleichkommt, wird sich nur dort als zweckmäßig erweisen, wo genügend Raum zur Verfügung steht. Gedacht ist hierbei an Selbstbautonbandgeräte, die meist eine genügend große Grundplatte haben, bzw. ältere Industriegeräte wie z. B. die MTG-Typen wie „Topas" usw.

Mechanischer Aufbau

Anordnung der Tonköpfe

Das Nachhallgerät benötigt drei Tonköpfe. In der Antriebsrichtung des Bandes stehen sie in der Reihenfolge Lösch-Sprech-Hörkopf. Dabei stehen der Löschkopf und der Sprechkopf gleich neben der ersten Bandführung (Bild 2). Die Bandführung ist starr, d. h. keine drehbare Umlenkrolle, damit der Bandzug im Bereich der Köpfe erhöht ist. Als Folge davon liegt das Band fest an die Köpfe an.
Der Lösch- und der Sprechkopf sind jeweils auf eine Taumelscheibe montiert. Diese sind unter Zwischenlage von drei Druckfedern mit der Grundplatte verschraubt. Dadurch ist es möglich, den Kopfspalt in genau senkrechte Stellung zum Band zu justieren. Außerdem stehen die Köpfe durch die Montage auf die Taumelscheiben etwas erhöht. Hierdurch wird der Höhenunterschied zum ebenfalls erhöht stehenden Hörkopf ausgeglichen.
Die Hauptaufgabe kommt dem Hörkopf zu. Er ist nicht, wie die anderen zwei Köpfe, an einer bestimmten Stelle der Anlage fixiert, sondern auf einem beweglichen Arm montiert und so in der Horizontalen schwenkbar. Durch diese Montage kann der Hörkopf entweder dicht am Sprechkopf stehen, oder aber weit von diesem entfernt. Da die Entfernung Sprechkopf-Hörkopf gleichbedeutend ist mit

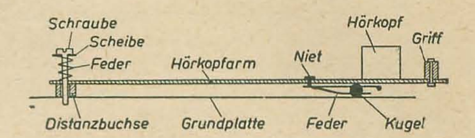


Bild 4: Aufbau des Hörkopfarmes

der erzielten Laufzeitverzögerung, kann durch die geeignete Einstellung des Hörkopfarmes jede gewünschte Verzögerung eingestellt werden.
Die Verzögerung ist in ihrem zeitlichen Verlauf begrenzt durch die maximale Ausschwenkung des Hörkopfarmes. Diese Verzögerung wird zwar meist schon im Gebiet eines eindeutig definierten Echos liegen, jedoch kann es erwünscht sein, daß das Echo noch später eintreffen soll. Für diesen Fall muß das Band einen noch längeren Weg zurücklegen. Dazu sind zwischen dem Sprech- und Hörkopf zwei Umlenkdorne vorgesehen, die das Band auf eine weitere Umlenkrolle leiten. Durch die Wahl eines geeigneten Platzes für diese Umlenkrolle können im Zusammenwirken mit dem schwenkbaren Hörkopf die mannigfaltigsten Laufzeitverzögerungen eingestellt werden.
Der Hörkopfarm wird aus einem Blechstreifen gefertigt, dessen Stärke dem Hörkopf einen sicheren, verwindungsfreien Stand garantiert. Bei Alublech ist eine Blechstärke von etwa 2 mm notwendig, während bei Eisenblech 1 mm als ausreichend angesehen werden kann. Um eine einwandfreie Höhenführung für den Hörkopf zu gewährleisten, wird der Hörkopfarm in der Nähe des Kopfes durch eine entsprechend befestigte Kugel gestützt (Bild 4). Dazu wird eine Stahlkugel zwischen zwei Federstahlstreifen, die mit Bohrungen versehen sind, geklemmt. Die Bohrungen sind so groß zu wählen, daß die Kugel mit ihrem größten Durchmesser zwar noch zwischen den Federstreifen liegt, an beiden Seiten jedoch durch diese hindurchragt. Die Federstreifen werden sodann an den Bohrungen sorgfältig nachgearbeitet, damit ein zügiger Lauf der Kugel gesichert ist. Sodann werden Federstreifen und Hörkopfarm miteinander vernietet.
Die Länge des Armes richtet sich nach dem zur Verfügung stehenden Platz. Grundsätzlich steigt mit der Länge des Armes auch die erreichbare Verzögerung, jedoch ist hier eine Grenze gesetzt, da die Anlage sonst zu labil wird. Im allgemeinen wird seine Länge mit

Bild 2: Bandführung und Anordnung der Bauteile

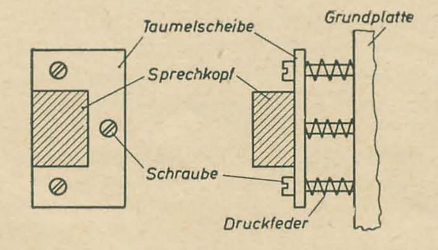


Bild 3: Aufbau der Taumelscheibe

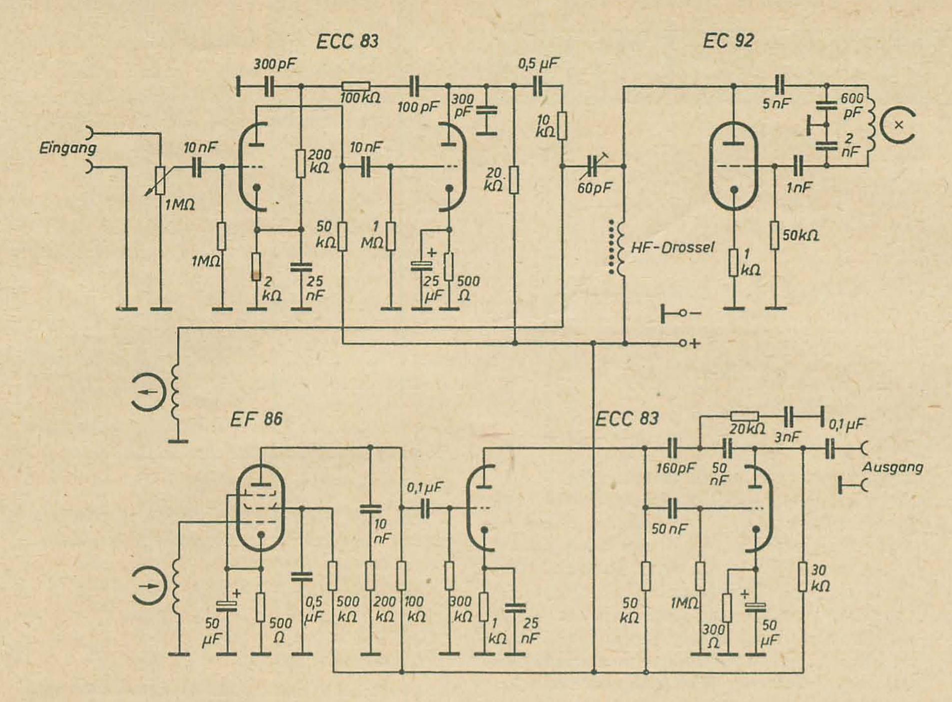


Bild 5: Schaltung der Nachhalleinrichtung

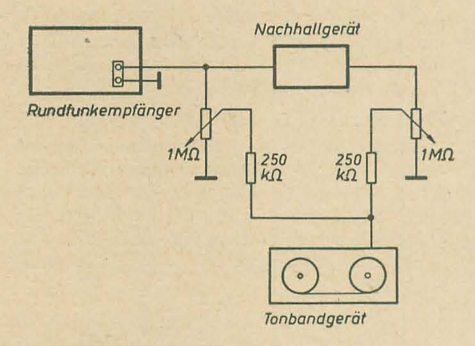


Bild 6: Schaltung zur Verhallung einer Rundfunksendung

12 ··· 15 cm zu bemessen sein. Die Zuleitung läuft als abgeschirmte Litze an der Unterseite des Armes entlang. Als Griff wird eine entsprechende Buchse am vorderen Ende des Armes angenietet. Die Befestigung des Hörkopfarmes auf der Grundplatte ist aus Bild 4 zu entnehmen. Wichtig ist dabei der ausreichende Druck der Feder, damit der Arm fest aufliegt.

Antrieb

Das Nachhallgerät, das unabhängig von einem bereits bestehenden Tonbandgerät benutzt werden soll, benötigt zum Antrieb einen eigenen Motor. Dazu eignet sich zwar grundsätzlich jeder evtl. bereits vorhandene Tonbandmotor, jedoch haben einige Typen hiervon den Nachteil zu geringer Umdrehungszahl. Im Mustergerät wurde daher ein Motor verwendet, der zwar kein ausgesprochener Tonbandmotor ist, sich jedoch gut bewährt hat. Es handelt sich um einen Flanschmotor vom VEB-Elektrowerk Hartha, Typ FDSM 74/30. Dieser Motor hat eine Umdrehungszahl von 1500 U/min. Die Welle ist 6 mm stark. Da sie eine genügende Länge hat, um direkt als Tonrolle benutzt zu werden, ergeben sich keine besonderen mechanischen Schwierigkeiten.

Nach $\frac{n \cdot d \cdot \pi}{60}$ kann die Bandgeschwindigkeit in mm/s errechnet werden. Dabei ist „n" die Umdrehungszahl des Motors in einer Minute. Der Durchmesser der Motorwelle ist mit „d" bezeichnet.

Der Motor wird fest unter die Grundplatte montiert. Um die mechanischen Geräusche des Motors möglichst gering zu halten, erfolgte die Montage zweckmäßig unter Zwischenlage von geeigneten Gummipfropfen oder sogenanntem Schwingmetall. Die als Tonrolle dienende Welle des Motors ragt durch die Grundplatte hindurch. Eine handelsübliche Andruckrolle sorgt für die notwendige Reibung zwischen Tonrolle und Band.

Unterbringung des Bandes

Da das separate Nachhallgerät über keine Ab- bzw. Aufwickelvorrichtung verfügt, wird hierbei ein endloses Band benutzt. Dazu wird das Band in das Gerät eingelegt und die beiden Enden in bekannter Form miteinander verklebt. Es empfiehlt sich, die Bandschleife nicht allzu kurz zu bemessen, damit der beweglich angebrachte Hörkopf in seiner Extremstellung keiner zu großen Reibung unterliegt. Im allgemeinen reicht eine Zugabe von etwa 10 bis 15 mm Band. Ein leichtes Stauen des Bandes hinter der Tonrolle, das so entstehen kann, ist ohne nachteilige Folgen, da die nächste Umlenkrolle starr ist. Wer hier ein übriges tun will, kann mit dieser Umlenkrolle einen Bandregler verbinden, der dann das überschüssige Band aufnimmt.

Soll das Band, bevor es zum Hörkopf läuft, über eine weitere Umlenkrolle geführt werden, um eine längere Verzögerungszeit zu erzielen, so muß die Schleife gegen eine entsprechend längere ausgetauscht werden. Auch hierbei gelten die vorstehend gemachten Angaben.

Elektrischer Aufbau

Das Nachhallgerät ist mit einem Aufsprechverstärker, sowie einem davon unabhängigen Wiedergabeverstärker ausgerüstet. Außerdem gehört zum Verstärkerteil noch ein Löschgenerator.

Das Hallsignal wird am Eingang des Aufsprechverstärkers mit Hilfe eines Potentiometers auf die notwendige Lautstärke eingeregelt. Sodann passiert es den nachfolgenden Verstärker, an den der Sprechkopf angeschlossen ist. Von diesem wird es auf das vorbeilaufende Tonband aufgezeichnet.

Darauf wird das soeben aufgezeichnete Signal vom Hörkopf wieder abgetastet und im nachfolgenden Abhörverstärker wieder auf den vorherigen Wert verstärkt. Der Abhörverstärker hat keinen eigenen Lautstärkeregler. Die Einstellung der Nachhallautstärke erfolgt daher nur mit dem Regler am Aufsprechverstärker. Am Ausgang des Abhörverstärkers steht das nunmehr verzögerte Signal zur Mischung mit dem Hauptsignal zur Verfügung. Gleichzeitig kann hier ein Teil des Signals abgenommen werden, um nochmals dem Eingang des Nachhallgeräts zugeführt zu werden.

Die beiden Verstärker sowie der Löschgenerator weisen keine Besonderheiten auf. Eine Beschreibung kann daher entfallen. Das in Bild 5 gezeigte Schaltbild soll dabei nur als Anhalt dienen. Entsprechende Schaltungen wurden in der Vergangenheit hinreichend oft veröffentlicht, so daß es keine Schwierigkeiten bereitet, eine geeignete Schaltung daraus auszuwählen.

Für das Gerät ist die Verwendung von Spezialteilen nicht notwendig. Als Köpfe eignen sich die sog. „Bubi"-Köpfe besonders gut, da sie besonders geringe Maße haben.

Im Netzteil ist auf gute Siebung der Betriebsspannungen zu achten. Bei gedrängten Aufbau ist es ratsam, die beiden Verstärker gut voneinander abzuschirmen.

Abschließend soll die Verhallung einer Rundfunksendung beschrieben werden.

Vom Rundfunkempfänger aus führt je eine Leitung zum Nachhallgerät und zum Mischregler (Bild 6). Der Ausgang des Nachhallgerätes ist mit einem weiteren Mischregler verbunden. Die Schleifer der Mischregler führen über Entkopplungswiderstände zum Eingang eines Tonbandgerätes.

An den beiden Mischreglern wird nun das Verhältnis der zwei Signalteile eingestellt. Dabei wird im Normalfall die Lautstärke des direkt vom Empfänger kommenden Signals größer sein, als die des Nachhalls. Zu beachten ist hier, daß mit den Mischreglern nur das Verhältnis der beiden Signalteile zueinander geregelt wird. Die Stärke des Nachhalls wird dann mit dem Eingangsregler des Nachhallgerätes eingestellt.

Die Einstellung der Mischregler erfolgt demnach vor Beginn der Aufnahme. Soll nun der erste Teil der Sendung unverhallt aufgenommen werden, so bleibt der Eingangsregler am Nachhallgerät während dieser Zeit zugedreht. Im Moment, da der Nachhall einsetzen soll, wird der Eingangsregler des laufenden Nachhallgerätes aufgedreht, so daß der Nachhall bzw. das Echo entsprechend der eingestellten Laufzeitverzögerung später aufgezeichnet wird.

Aus der Reparaturpraxis

Erfahrungen bei der Fehlersuche am TV-Empfänger „Record 2“

Der TV-Empfänger „Record 2“ ist nun seit längerer Zeit im Handel. Während dieser Zeit wurden von Vertragswerkstätten bereits einige Erfahrungen bei der Reparatur des Empfängers gesammelt. Diese sind in der nachfolgenden Beschreibung entsprechend den einzelnen Stufen des TV-Empfängers geordnet und umfassen nur die am häufigsten beobachteten Fehler sowie Hinweise über Fehler, die verhältnismäßig schwer einzukreisen sind. Fehlererscheinungen des Tuners oder der ZF-Stufen einschließlich der automatischen Verstärkungsregelung werden nicht behandelt, da hier auftretende Fehler hinreichend bekannt sein dürften.
Eine Fehlererscheinung des Videodemodulators, die bisher wenig bekannt ist und deren Auswirkung kaum auf einen Fehler in dieser Stufe Rückschlüsse zuläßt, ist das Defektwerden der Germaniumdiode OA 626 Gr_{101}.

Videodemodulator

Fehlerbeschreibung

Ton gut, Bild leicht verschwommen. Bild- und Zeilensynchronisation unstabil.

Fehlerursachen

Widerstandswert der Germaniumdiode OA 626 Gr_{101} in Sperrichtung stark geändert.

Fehlerbeseitigung

Germaniumdiode OA 626 gegen neue Gleichrichterdiode auswechseln.

Bild zittert in vertikaler Richtung bzw. synchronisiert unstabil

Diese Fehlererscheinung hat häufig als Ursache eine im Widerstandswert in Sperrichtung geänderte Germaniumdiode OA 685 der Störbegrenzungsschaltung. Diese Germaniumdiode OA 685 Gr_{401} ist durch einen roten Farbpunkt gekennzeichnet. Beim Auswechseln dieser Diode ist darauf zu achten, daß ebenfalls eine mit einem roten Farbpunkt gekennzeichnete Diode eingebaut wird. Es handelt sich um speziell für diese Schaltung ausgesuchte Typen.

Fehlerbeschreibung

Bild zittert in vertikaler Richtung bzw. synchronisiert zeitweise unstabil bei starkem Weißinhalt.

Fehlerursache

Germaniumdiode OA 685 Gr_{401} hat ihren Widerstandswert in Sperrichtung stark geändert. Der Pegel des Bildsignals wird bereits beschnitten.

Fehlerbeseitigung

Germaniumdiode OA 685 gegen eine neue auswechseln oder ganz entfernen.

Zeile synchronisiert nicht

Dieser Fehler kann auf einen defekten Impulstransformator zurückzuführen sein. Trafo TR_{401} bekommt zeitweise Windungsschluß.

Fehlerbeschreibung

Bild synchronisiert in horizontaler Richtung nicht.

Fehlerursache

Impulstrafo TR_{401} hat Windungsschluß.

Fehlerbeseitigung

TR_{401} gegen einen neuen auswechseln.
Abgleich des neuen Impulstrafos: Im ausgeschalteten Zustand des Gerätes wird mittels eines RC-Generators eine Wechselspannung von etwa 10 V_{eff} und einer Frequenz von 4,5 kHz an die Primärseite des Impulstrafos gelegt. Der Oszillograf wird zwischen Masse und die elektrische Mitte der beiden Widerstände R_{609}, R_{608} angeschlossen. Der auf dem Oszillograf sichtbare Wellenzug wird nun mit dem Abgleichkern auf Minimum abgeglichen.

Bildrückläufe im Bild sichtbar

Fehlerursache ist häufig der Ausfall des Widerstandes R_{649} (3 kΩ) oder auch R_{629} (200 kΩ).

Fehlerbeschreibung

Schräge weiße Streifen sind auf dem Bildschirm sichtbar.

Fehlerursache

Dunkeltaströhre $Rö_{402}$ (1/2 ECC 85) bekommt keine Anodenspannung, R_{649} (3 kΩ) defekt, R_{629} (200 kΩ) unterbrochen.

Fehlerbeseitigung

Widerstände gegen neue auswechseln.

Kein Bild und kein Ton

Fehlerbeschreibung

Helligkeit und Zeilenraster normal, kein Bild und kein Ton.

Fehlerursache

R_{628} (1 MΩ) unterbrochen. Dieser Widerstand bestimmt die Höhe der Schirmgitterspannung von $Rö_{103}$ (EF 80).

Fehlerbeseitigung

Auswechseln des defekten Widerstandes.

Kein Bild

Fehlerbeschreibung

Ton vorhanden, keine Helligkeit und kein Zeilenraster.

Fehlerursache

R_{627} (1,6 MΩ), der die Höhe der Schirmgitterspannung der Bildröhre bestimmt, ist unterbrochen oder sehr hochohmig geworden.

Fehlerbeseitigung

Auswechseln des defekten Widerstandes.

Kein Bild

Fehlerbeschreibung

Kein Bild, kein Ton, keine Helligkeit und kein Zeilenraster.

Fehlerursache

C_{618} (0,05 μF) durchgeschlagen, Boosterspannung etwa 230 V.

Fehlerbeseitigung

Auswechseln des defekten Kondensators.

Bild unscharf

Fehlerbeschreibung

Bild erscheint flau, Zeilenraster unscharf, Zeilenamplitude zu klein, Hochspannung zu niedrig.

Fehlerursache

Gittervorspannung von $Rö_{602}$ (EL 36) beträgt —40 V. Normalzustand —60 V. Ein Widerstand im Größenautomatikzweig ist unterbrochen.

Fehlerbeseitigung

Überprüfen der Widerstände R_{634}, R_{635}, R_{636}, R_{637}, R_{639}, R_{640}. Besonders sind die 1-MΩ-Widerstände zu überprüfen.

Kurze, weiße, unperiodisch auftretende Striche huschen über den Bildschirm

Fehlerbeschreibung

Kurze, weiße Striche huschen über den Bildschirm. Gleichzeitig verringert sich die Zeilenamplitude beträchtlich.

Fehlerursache

EY 81 spratzt.

Fehlerbeseitigung

Ersetzen der defekten EY 81 durch eine neue mit der Aufschrift „Record 2“ oder noch besser durch EY 88.

Blubbern im Ton

Fehlerbeschreibung

Unperiodisch auftretendes Blubbern im Ton. Im gleichen Rhythmus verändert sich die Zeilenamplitude geringfügig.

Fehlerursache

Oszillator des VHF-Kanalwählers ist an der Grenze des Fangbereiches der Automatik. Dadurch liegt die Frequenz des Tonträgers auch nicht genau auf der Tontreppe der Durchlaßkurve. Über die NF-Stufe tritt eine akustische Rückkopplung auf die Abstimmautomatik ein.

Fehlerbeseitigung

Durch Kurzschließen von S_{701} den Automatikteil außer Betrieb setzen. Kanalwähler auf entsprechenden Kanal einstellen und mit dem Oszillatorabgleich genau auf Bildträger abstimmen. Anschließend durch Aufheben des Kurzschlusses den Automatikteil in Betrieb nehmen. Den Koppelkondensator C_{223} (0,2 μF) auf 0,05 μF ändern. Es tritt eine Verschiebung der unteren Grenzfrequenz nach höheren Frequenzen hin auf, so daß eine Selbsterregung nicht mehr möglich ist.

Bild ist in vertikaler Richtung sinusförmig verzerrt, Klarzeichner regelt schwach

Fehlerursache

Katodenelko der Videoröhre C_{143} (100 μF) hat keine Kapazität.

Fehlerbeseitigung

Defekten Elko gegen neuen auswechseln.

Bild erscheint im oberen Drittel zusammengedrückt

Fehlerursache

Vertikalkippendröhre weicht in ihren Kenndaten geringfügig ab oder hat Emissionsverlust.

Fehlerbeseitigung

$Rö_{501}$ (EL 86) versuchsweise auswechseln oder Katodenwiderstand R_{520} auf 400 Ω reduzieren.

Nach RAFENA-INFORMATIONEN 15 (1961) S. 24 u. 3. US.

Ing. MANFRED PULVERS

Die nachfolgenden Schaltungsbeispiele sind dadurch gekennzeichnet, daß die Basis-Emitterspannung U_{BE} durch die Kollektorspannung mittels R_3 beeinflußt werden kann. Durch das Ansteigen des Kollektorstromes infolge einer Temperaturzunahme verändert sich die Kollektorspannung, so daß die damit verbundene Änderung von U_{BE} einer weiteren Zunahme des Kollektorstromes I_C entgegenwirkt.

Schaltungsbeispiel 3

Bei der im Bild 126 gezeigten Schaltung wird die Basis-Emitterspannung U_{BE} durch den eingangsseitigen Spannungsteiler R_2, R_3 eingestellt. Danach ist U_{BE} direkt von der Kollektorspannung abhängig. Nach Bild 126 ist

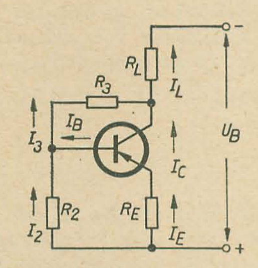


Bild 126: Schaltung zu Schaltungsbeispiel 3

$$I_3 = I_2 + I_B \quad (120)$$

$$I_L = I_C + I_2 + I_B \quad (121)$$

$$I_B = \frac{I_C(1-\bar{\alpha}) - I_{CBO}}{\bar{\alpha}} \quad (112)$$

$$I_E = \frac{I_C - I_{CBO}}{\bar{\alpha}} \quad (111)$$

Setzt man wieder für $U_{BE} = 0$ ($U_B \gg U_{BE}$), so ist

$$I_E \cdot R_E = I_2 \cdot R_2$$

bzw.

$$I_2 = I_E \cdot \frac{R_E}{R_2} \quad (122)$$

Ferner ist

$$U_B = I_L \cdot R_L + I_3 \cdot R_3 + I_E \cdot R_E$$

Werden die Gleichungen (111, 112, 120, 121, 122) in diese Beziehung eingesetzt, so ergibt sich:

$$U_B = (I_2 + I_B + I_C)\, R_L + (I_2 + I_B)\, R_3 + \frac{I_C - I_{CBO}}{\bar{\alpha}} R_E$$

$$U_B = I_C\left(R_L + \frac{R_E}{\bar{\alpha}}\right) + \frac{I_C(1-\bar{\alpha}) - I_{CBO}}{\bar{\alpha}}(R_L + R_3) + \frac{I_C - I_{CBO}}{\bar{\alpha}} \frac{R_E}{R_2}(R_L + R_3) - R_E \frac{I_{CBO}}{\bar{\alpha}}$$

Nach I_C aufgelöst und nach dem Reststrom I_{CBO} differenziert, ergibt den Stabilitätsfaktor

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \cdot \dfrac{R_2 \cdot R_3}{R_E(R_2 + R_3 + R_L) + R_2(R_3 + R_L)}} \quad (123)$$

Danach ist die Schaltungskonstante

$$\xi = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_E(R_2 + R_3 + R_L) + R_2(R_3 + R_L)} \quad (124)$$

und

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \cdot \xi}$$

Schaltungsbeispiel 4

Die im Bild 127 dargestellte Schaltung läßt sich auf die des Beispiels 3 zurückführen, indem gemäß Bild 122 die Parallelschaltung $R_1 \,||\, R_2$ des Eingangsspannungsteilers in Gleichung (124) eingeführt wird. Somit ist die Schaltungskonstante

$$\xi = \frac{R_1 \,||\, R_2 \cdot R_3}{R_E(R_1 \,||\, R_2 + R_3 + R_L) + R_1 \,||\, R_2(R_3 + R_L)} \quad (125)$$

und

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \cdot \xi}$$

Schaltungsbeispiel 5

Bild 128 zeigt eine Schaltung ohne Emitterwiderstand ($R_E = 0$). Demgemäß ergibt sich nach Gleichung (124) die Schaltungskonstante

$$\xi = \frac{R_3}{R_3 + R_L} \quad (126)$$

und

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \cdot \xi}$$

Abschließend sei festgestellt, daß die in den Beispielen gezeigten Schaltungen ihrer Wirkungsweise entsprechend auf einer statischen Gegenkopplung beruhen. In jedem Fall wird durch die Änderung ΔI_C bzw. ΔI_E die Basis-Emitterspannung rückkoppelnd beeinflußt und damit die Zunahme des Kollektorstromes begrenzt. Diese Schaltungen bewirken nicht nur eine Stabilisierung des Arbeitspunktes (statische Gegenkopplung) sondern gleichzeitig gemäß Abschnitt „Gegenkopplungsschaltungen" eine Stabilisierung der dynamischen Größen (dynamische Gegenkopplung). Durch Anwendung von Wechselstromwiderständen im Gegenkopplungszweig ist eine wunschgemäße Einstellung des statischen und dynamischen Gegenkopplungsgrades möglich. So wird z. B. der Widerstand R_E für eine geforderte Arbeitspunktstabilisierung berechnet und je nach gewünschter dynamischer Gegenkopplung ganz oder teilweise durch einen Kondensator kapazitiv überbrückt.

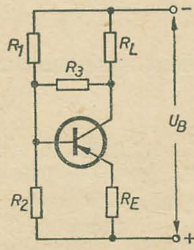


Bild 127: Schaltung zu Schaltungsbeispiel 4

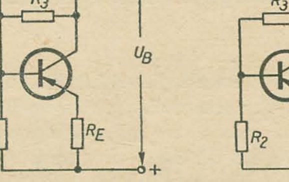


Bild 128: Schaltung zu Schaltungsbeispiel 5

Vereinfachte Berechnungsverfahren für die Arbeitspunktstabilisation unter Anwendung temperaturabhängiger Widerstände

In Verstärkerschaltungen, bei denen der Einsatz eines Emitterwiderstandes zwecks Arbeitspunktstabilisierung nachteilig erscheint, wie z. B. in Leistungsverstärkerstufen, die mit kleinen Betriebsspannungen arbeiten, verwendet man Schaltungen mit temperaturabhängigen Widerständen (auch Heißleiter genannt). Der Leitungsmechanismus derartiger Heißleiter beruht auf der temperaturabhängigen Eigenleitung von Halbleitern.

Für den Widerstandsverlauf gilt angenähert die folgende Beziehung:

$$R_\vartheta = R_{20} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta\vartheta} \quad (127)$$

wobei

$$\alpha = \frac{B}{T^2} \quad (128)$$

ist.

Hierin ist:

R_{20} der Widerstand bei 20 °C

$\Delta\vartheta$ die Temperaturdifferenz gegenüber 20 °C,

α der Temperaturbeiwert (2 ··· 4 %/°C) und

B eine Konstante in °K.

Nach Gleichung (127) sinkt der Widerstand des Heißleiters mit steigender Temperatur ϑ exponentiell ab. Im Bild 129 ist der Verlauf $R_\vartheta = f(\vartheta)$ für zwei verschiedene Heißleiter dargestellt. Danach ist die Steigung der Kennlinie gegeben durch die Größe von α. Bild 130 zeigt eine grundsätzliche Stabilisierungsschaltung unter Anwendung eines temperaturabhängigen Widerstandes R_ϑ. Die

Basis-Emitterspannung wird durch den Spannungsteiler R_1, R_ϑ eingestellt. Da mit steigender Temperatur der Widerstand R_ϑ sinkt, verändert sich auch die Spannung U_{BE}. Voraussetzungsgemäß muß für die Stabilitätsbedingung ($I_C \approx$ konst.) die Änderung ΔU_{BE} pro °C dem Temperaturdurchgriff D entsprechen, d. h.

$$\Delta U_{BE} = I \cdot \Delta R_\vartheta = D_\vartheta \cdot \Delta\vartheta \qquad (129)$$

Nach Bild 130 ergibt sich, wenn der Teilerstrom $I \gg I_B$ angenommen wird:

$$I = \frac{U_B}{R_1 + R_\vartheta} \approx \frac{U_B}{R_1} \quad \text{da } R_1 \gg R_\vartheta$$

$$U_{BE} = U_B \cdot \frac{R_\vartheta}{R_1 + R_\vartheta}$$

bzw.

$$U_{BE} \approx U_B \cdot \frac{R_\vartheta}{R_1}.$$

Somit ist

$$U_{BE} \approx I \cdot R_\vartheta$$

bzw.

$$U_{BE} \approx I \cdot R_{20} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta\vartheta}$$

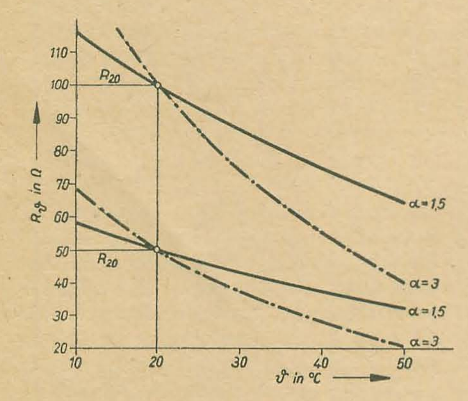


Bild 129: Temperaturabhängige Widerstände, $R_\vartheta = f(\vartheta)$

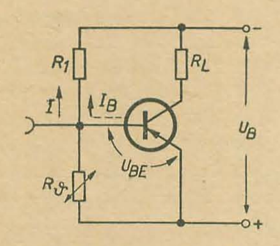


Bild 130: Stabilisierungsschaltung mit temperaturabhängigem Widerstand R_ϑ

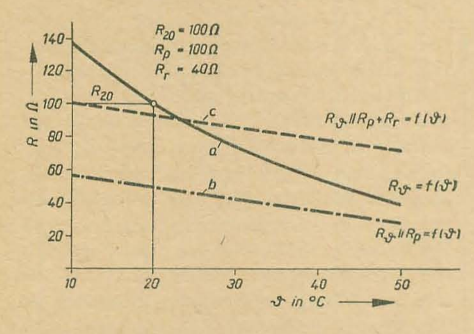


Bild 131: Widerstandsverlauf in Abhängigkeit der Temperatur ϑ; a) eines Heißleiters, b) Heißleiter parallel zu einem Widerstand R_p, c) Heißleiter, Parallelwiderstand R_p und Reihenwiderstand R_r

Nach Gleichung (129) ist

$$D_\vartheta = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta\vartheta} = I \cdot \frac{\Delta R_\vartheta}{\Delta\vartheta} \qquad (130)$$

oder

$$D_\vartheta = \frac{U_B}{R_1} \cdot \frac{\Delta R_\vartheta}{\Delta\vartheta} \qquad (131)$$

Aus dieser Beziehung ist zu entnehmen, daß die gewünschte Stabilisation über einen größeren Temperaturbereich nur bei proportionaler Änderung des temperaturabhängigen Widerstandes möglich ist. Der exponentielle Verlauf $R_\vartheta = f(\vartheta)$ erfüllt diese Forderung nicht. Schaltet man jedoch dem temperaturabhängigen Widerstand R_ϑ einen linearen Widerstand parallel, so ergibt sich je nach Größe des Parallelwiderstandes R_p eine mehr oder weniger starke Linearisierung des Widerstandsverlaufes, die gleichzeitig eine Veränderung der Kennliniensteilheit zur Folge hat. Bild 131 zeigt die entsprechenden Widerstandsverläufe in Abhängigkeit der Temperatur. Bei günstiger Wahl von R_p kann ein optimaler Widerstandsverlauf erreicht werden, so daß die Stabilitätsbedingung über einen größeren Temperaturbereich angenähert erfüllt ist. Ausgehend von einem Heißleiter mit den Kennwerten R_{20} und α ergibt sich nach Bild 132 der erforderliche Widerstand R_p aus

$$D_\vartheta = I \cdot \frac{\Delta R_2}{\Delta\vartheta}$$

mit

$$R_2 = \frac{R_p \cdot R_{20} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta\vartheta}}{R_p + R_{20} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta\vartheta}}$$

bzw.

$$\frac{D_\vartheta}{I} = \frac{d\left(\dfrac{R_p \cdot R_{20} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta\vartheta}}{R_p + R_{20} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta\vartheta}}\right)}{d\vartheta}$$

Die Lösung dieser Differenzialgleichung ergibt:

$$\frac{D_\vartheta}{I} = -\alpha \cdot \frac{R_\vartheta}{\left(\dfrac{R_p + R_\vartheta}{R_p}\right)^2}$$

und nach R_p aufgelöst

$$R_p = \frac{R_\vartheta}{\sqrt{\dfrac{\alpha \cdot I \cdot R_\vartheta}{D_\vartheta}} - 1} \qquad (132)$$

Der über die Widerstandskombination fließende Strom I erzeugt an dieser einen Spannungsabfall

$$U_2 = I \cdot R_p \,||\, R_\vartheta$$

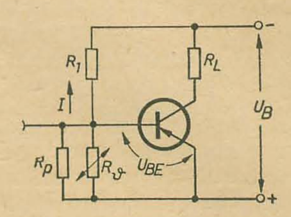


Bild 132: Stabilisierungsschaltung mit $R_p \,||\, R_\vartheta$

Bild 133: Stabilisierungsschaltung mit $R_p \,||\, R_\vartheta + R_r$

Nach Bild 132 muß dieser Spannungsabfall $U_2 = U_{BE}$ sein. Diese Forderung wird nicht in jedem Fall erfüllt, so daß, wie Bild 133 zeigt, ein zusätzlicher Vorwiderstand R_r erforderlich ist. Dieser ergibt sich aus

$$U_{BE} = I\,(R_r + R_p \,||\, R_\vartheta)$$

bzw.

$$R_r - \frac{U_{BE}}{I} - R_p \,||\, R_\vartheta \qquad (133)$$

Die Einflußnahme von R_r auf den Gesamtwiderstand zeigt die Kurve c im Bild 131.
Die gesamte Widerstandskombination $R_r + R_p \,||\, R_\vartheta$ erfüllt die Stabilitätsforderung und sorgt gleichzeitig für die richtige Einstellung von U_{BE}.

Wird fortgesetzt

Nachrichtenverbindungen schrumpfen zusammen

Abnehmende Sonnenfleckentätigkeit läßt erwarten, daß der Kurzwellenbetrieb im Laufe der nächsten zwei Jahre auf etwas weniger als die Hälfte des zur Zeit verfügbaren Spektrums zusammengedrängt wird. In Zeiten starker Sonnenfleckentätigkeit sind in steigendem Maße höhere Frequenzen verwendbar, während bei einer geringeren Zahl der Sonnenflecken die höheren Banden nacheinander abnehmen. Als Beispiel wurde auf einer Tagung des Institute of Radio Engineers (IRE) angeführt, daß bei einer Mindestzahl von Sonnenflecken nur das 6- und 9-MHz-Band länger als eine Hälfte der Zeit verwendbar sind, dagegen bei einer Höchstzahl von Sonnenflecken auch das 11-, 15- und 17-MHz-Band. Eine neue Mindestzahl wird für 1964 erwartet, während eine Höchstzahl wieder für 1970 in Aussicht steht. Nach der Meinung von Fachleuten werden jedoch die nächsten Sonnenflecken-Höchstzahlen erheblich unter denen der Sonnenfleckenspitze von 1958/59 liegen. Als Möglichkeiten für eine Entlastung von der Zusammendrängung der Nachrichtenverbindungen auf die Hälfte des gegenwärtig verfügbaren Spektralraums wurden Satelliten, eine stärkere Entwicklung von Turm-zu-Turm-Mikrowellensystemen und sogar optische Maser vorgeschlagen.

Aus Radio-Electronics 7 (1961)

Der Einfluß der Streuungen der Röhrenkennwerte auf die Eigenschaften von Rundfunkempfänger Teil 2 und Schluß

Dipl.-Ing. ERHARD SEMLIN

Toleranzen der Schaltungsdaten im UKW-Tuner

Im Bild 12 ist die Schaltung des UKW-Tuners des „Erfurt II" dargestellt. Der Tuner besteht aus der Zwischenbasisstufe bzw. dem HF-Verstärker und der UKW-Mischstufe.

Verstärkungen der ZB-Stufe und UKW-Mischstufe

Um die Streubreiten der ZB-Verstärkung

$$V_{ZB} = V_{Ant} \cdot V_{R1} = \sqrt{\frac{R_{Eing}}{R_{Ant}}} \cdot \frac{\mu + x}{1 + R_i/R_a} \tag{4}$$

(wobei x das Anzapfungsverhältnis des Eingangskreises darstellt) zu ermitteln, müssen vorher die Toleranzen des Eingangswiderstandes

$$R_{Eing} = \frac{1}{G_{Gk}} \| r_e = r_e \| R_{Gk} = r_e \| \frac{\mu + x}{R_i + Z_{aZB}} \tag{5}$$

und damit des Durchgriffes $D = 1 : \mu$, des Röhreneingangswiderstandes, des Innenwiderstandes bzw. der Steilheit und der Ausgangsimpedanz

$$Z_{aZB} \sim \frac{1}{\varrho \cdot \omega (C_6 \| C_{ePK} \| C_{sch})} \| r_{ael} \| R_{PK} \tag{6}$$

bekannt sein. Die Ausgangsimpedanz verlangt wiederum die Toleranzen des elektronischen Ausgangswiderstandes r_{ael}, des Eingangswiderstandes, der Ausgangskapazität und der Eingangskapazität der UKW-Mischstufe.

Im Bild 13 sind die Streubreiten der Steilheit, des Innenwiderstandes und des Verstärkungsfaktors aufgetragen. Die Streubreiten des Eingangswiderstandes, der den Röhreneingangswiderstand und den Gegenkopplungswiderstand einschließt, sind ebenfalls ersichtlich.

Da die Röhrenhersteller nur Näherungswerte des Röhreneingangs- und Innenwiderstandes angeben und für den elektronischen Ausgangswiderstand keine Werte vorliegen, ergaben sich bei der Ermittlung der Streubreiten Schwierigkeiten, die nur durch viele Messungen und Interpolationen beseitigt werden konnten.

Unter Berücksichtigung aller Toleranzwerte ergaben sich die Toleranzen des Antennengewinnes, der ZB-Röhrenverstärkung und der ZB-Gesamtverstärkung. Bild 13 zeigt die Toleranzen der ZB-Gesamtverstärkung, die mit den Meßwerten $f_h = 94$ MHz, $f_n = 400/1000$ Hz und $\Delta f = 12{,}5$ kHz ermittelt sind.

Aus diesen Werten kann man erkennen, daß der Verstärkungsabfall mit den Kleinstwerten der TAB Werte bis zu 0,23 N und bei den RPV Werte bis zu 0,31 N annehmen kann. Bei der ZB-Stufe wurde die Feststellung gemacht, daß auch emissionsschwache Röhren, also Ausschußröhren, durchaus funktionsfähig sind. Zum Beispiel zeigte eine Röhre mit $I_{a-1,5} = 2{,}7$ mA (Mittelwert 15 mA) noch eine Verstärkung von 8, also einen Verstärkungsabfall von 0,44 N (32,0%). Das ist auf die ausgleichende Wirkung der vollautomatischen Gittervorspannung und damit die Ausgleichswirkung des Anodenstromes sowie der Anodenspannung zurückzuführen. Um die Streubreiten der Mischverstärkung

$$V_{Misch} = t_M \cdot S_c \cdot Z_{ot\,Reff} = t_M \cdot S_c \cdot a \frac{k/d}{1 + (k/d)^2} \sqrt{R_{pgo} \cdot R_{sgo}} \tag{7}$$

mit den Werten

$$R_{pgo} = R_{AR} \| Z_{01}, \; R_{AR} = \frac{R_{1c}}{1 + \mu \cdot t},$$

$$R_{sgo} = r_e \| Z_{02} \| R_g \tag{8}$$

festzustellen, mußten die Toleranzen der Kennwerte

a) Mischsteilheit,
b) Verstärkungsfaktor bzw. Durchgriff,
c) Innenwiderstand,
d) Schaltkapazitäten,
e) Gitter-Anoden-Kapazität,
f) Ausgangskapazität,
g) Eingangskapazität und
h) Eingangswiderstand

vorliegen.

Es ist also eine große Anzahl von Werten erforderlich, um die Verstärkungstoleranz zu ermitteln, und man kommt zwangsläufig dazu, hier die Vierpolkenngrößen anzuwenden.

Es kann nachgewiesen werden [3], daß man mit der Leitwertmatrix der Triode zehn Kennwerte mit den vier Vierpolparametern zusammenfassen kann. Hierbei ist noch zu berücksichtigen, daß sich der Eingangswiderstand aus drei Komponenten, nämlich dem Real-, Blind- und Gegenkopplungsteil zusammensetzt.

Bei Anwendung der Vierpoltheorie würde man dann auch die von den Herstellerwerken nicht angegebenen Werte, wie Raumladungskapazität und elektronischen Ausgangswiderstand, mit festlegen. Weiterhin wäre es möglich, alle mit Näherungswerten angegebenen Daten genauer zu erfassen.

Für die UKW-Mischstufe sind die Verteilungen des Verstärkungsfaktors der Mischsteilheit, des Ausgangswiderstandes und der Transimpedanz dem Bild 14 zu entnehmen.

Die Toleranzen der gesamten Mischverstärkung nehmen Werte an, wie sie im Bild 14 dargestellt sind. Die Werte der Meßfrequenzen sind dieselben wie bei der ZB-Verstärkung. Der Verstärkungsabfall in der UKW-Misch-

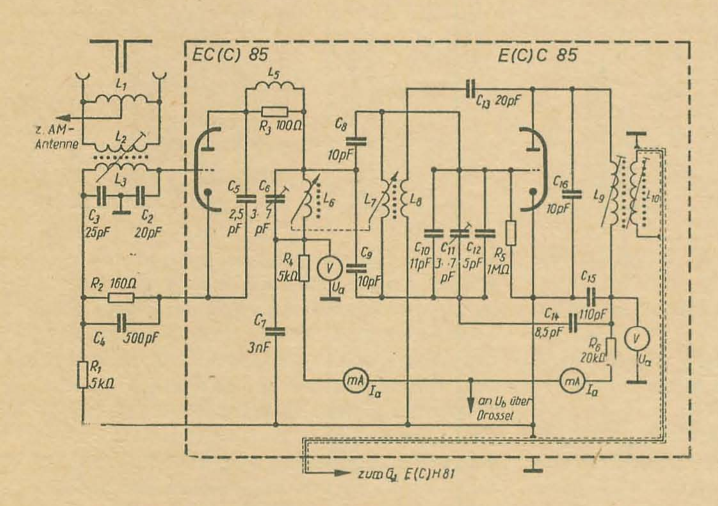


Bild 12: UKW-Tuner des „Erfurt II"

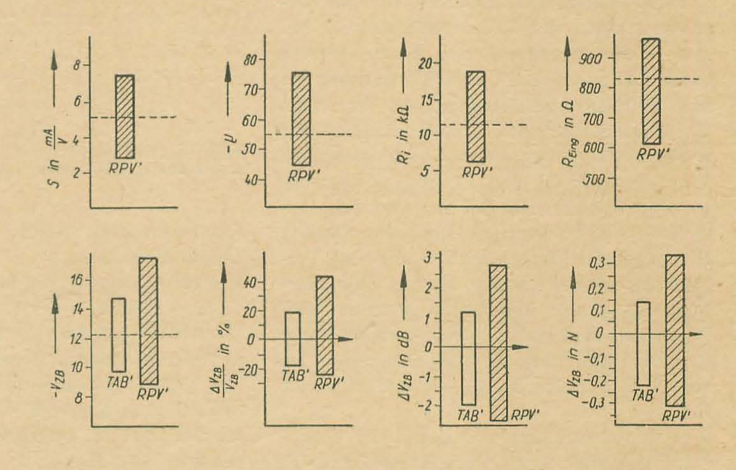
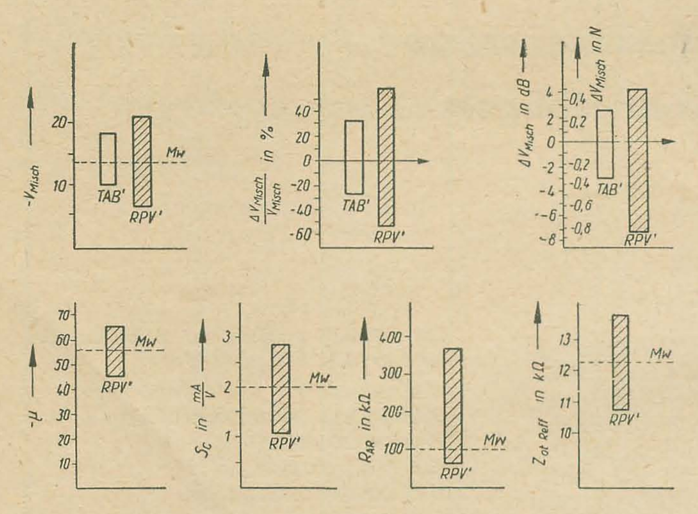


Bild 13: Streubreiten der Steilheit, des Innenwiderstandes und des Verstärkungsfaktors usw



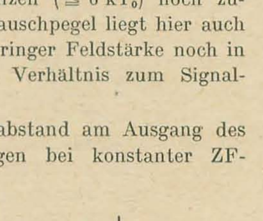


Bild 14: Verteilungen des Verstärkungsfaktors der Mischsteilheit, des Ausgangswiderstandes und der Transimpedanz der UKW-Mischstufe

stufe kann also gegenüber dem Mittelwert beiden TAB den Wert 0,35 N und bei den RPV den Wert — 0,82 N annehmen.

Streubreiten der Daten des gesamten UKW-Tuners

Bei der Betrachtung des gesamten Tuners interessiert hauptsächlich die Gesamtverstärkung, das Rauschverhalten und die Empfindlichkeit. Die Gesamtverstärkung, die sich aus

$$V_{T\,ges} = V_{ZB} \cdot V_{Misch} \qquad (9)$$

berechnet, kann dem Bild 15 entnommen werden. Normalerweise werden von den Geräteherstellern die Tunerverstärkungen mit 200 ··· 600 angegeben. Bei diesen Werten steht aber nicht fest, ob die Verstärkung bis zum Primär- oder Sekundärkreis des ersten Bandfilters gerechnet und ob die Bedämpfung der ersten ZF-Röhre (Gitterableitwiderstand, Eingangskapazität und Eingangswiderstand) berücksichtigt wurde. Bei den Verstärkungswerten (Bild 15) wurden die bedämpfenden Eingangswerte berücksichtigt und die Verstärkung von der Antenne bis zum Sekundärkreis des ersten Bandfilters gerechnet. Infolgedessen liegt auch die Gesamtverstärkung, die mit Ausnutzung der TAB-Grenzwerte bis zu 96fach absinken kann, mit 170fach etwas tief.

Das Rauschverhalten und damit die Grenzempfindlichkeit n sowie der Rauschfaktor F, die durch die Gleichung

$$n = F \cdot k \cdot T_0 \qquad (10)$$

verbunden sind, werden im allgemeinen von der Eingangsstufe (ZB-Stufe) bestimmt. Von den Röhrenkenngrößen gehen nach der Gleichung (siehe Rint Bd. II)

$$n = \frac{T_{Ant}}{T_0} + V^2_{Ant} \cdot R_{Ant} \cdot \left[R_p + \frac{5}{r_{el}} + \frac{2{,}5}{S}\left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{r_{el}} + \frac{1}{\ddot{u}^2_A \cdot R_{Ant}}\right)^2\right] \qquad (11)$$

die Verstärkung, der Eingangswiderstand, die Steilheit und der äquivalente Rauschwiderstand ($r_ä \approx 2{,}5/S$) in die Grenzempfindlichkeit ein.

Die Grenzempfindlichkeiten und Rauschfaktoren betragen

für 94 MHz: TAB': n ≦ 6 kT₀, RPV': n ≦ 8 kT₀,

für 100 HMz: TAB': n ≦ 10 kT₀, RPV': n ≦ 12 kT₀.

Leider fehlen hier Vergleichsmöglichkeiten, da von den Herstellern hierfür keine Werte angegeben sind. Nach den Untersuchungen am vorliegenden Empfänger kann man die Röhren mit den TAB-Grenzen ($\leqq 6\,kT_0$) noch zulassen, denn der Rauschpegel liegt hier auch bei Sendern mit geringer Feldstärke noch in einem erträglichen Verhältnis zum Signalpegel.

Bei 26 dB Rauschabstand am Ausgang des Empfängers betragen bei konstanter ZF-Empfindlichkeit am 1. ZF-Verstärker die Empfindlichkeiten:

a) Meßfrequenzen: $f_h = 94$ MHz, $f_n = 400$ Hz, $\Delta f = 12$ kHz
TAB': $\mathfrak{U}_{EG} \leqq 2{,}8\,\mu V$, RPV: $\mathfrak{U}_{EG} \leqq 4{,}0\,\mu V$,

b) Meßfrequenzen: $f_h = 94$ MHz, $f_n = 1000$ Hz, $\Delta f = 12$ kHz
TAB': $\mathfrak{U}_{EG} \leqq 3{,}5\,\mu V$, RPV': $\mathfrak{U}_{EG} \leqq 6{,}0\,\mu V$.

Hierbei sind nur im Tuner Grenzröhren eingesetzt. Vom Hersteller werden 3 μV (ohne das Zeichen „Gleich-Kleiner" und „Hochfrequenz") angegeben, so daß ein genauer Vergleich nicht möglich ist. Der Wert von 3 μV wird nach den obigen Angaben durch die RPV-Grenzen der ECC 85 überschritten. Bei Betrachtung des gesamten Empfängers, der in jeder Stufe Röhren mit den Kleinstwerten der TAB enthält, steigt die Empfindlichkeit auf etwa 15 ··· 20 μV an.

Zusammenfassung

Von den Röhrenwerken werden Röhren geliefert, deren statische Daten fertigungsbedingte Toleranzen aufweisen. Die in den Röhrentaschenbüchern veröffentlichten Kennwerte sind Mittelwerte. Bei den Herstellerwerken bestehen interne Vorschriften, von denen den Verbraucher die Technischen Abnahmebedingungen (Vorschriften für fabrikneue Röhren) und die Reklamationsprüfvorschriften (Vorschriften für Reklamationsröhren) interessieren. Die in diesen Vorschriften angegebenen Toleranzen werden nach dem Gaußchen Fehlergesetz nicht ausgenützt. Man muß aber mit diesen Streubreiten rechnen.

In der Schaltung nimmt normalerweise nach den Technischen Abnahmebedingungen der Verstärkungsabfall je Stufe gegenüber dem Mittelwert Werte zwischen 0,2 ··· 0,4 N an. Eine Ausnahme bildet im vorliegenden Fall die ZF-Stufe der E(B) F 80. Bei dem NF-Verstärker mit E (AB) C 80 und EL 84 liegt die Empfindlichkeit zwischen 6···10···17 mV (Gerätewerkangabe 10 mV), wenn in die beiden Stufen Röhren mit den TAB-Werten eingesetzt werden. Die propagierte Sprechleistung von 3 W bei einem Klirrfaktor von 10% wird in der Endstufe (EL 84) und mit Röhren der TAB erreicht.

Der Rauschfaktor beträgt beim UKW-Tuner für 94 MHz F ≦ 6 mit den Grenzwerten der TAB', F ≦ 8 mit den Grenzwerten der RPV'.

Die Geräteindustrie kann mit dazu beitragen, daß die Toleranzen von Verstärkerröhren durch bewegliche Konstruktionsmaßnahmen (vollautomatische Gittervorspannung, Gegenkopplung usw.) eingeengt werden. Weiterhin kann die Geräteindustrie durch Normung von definierten Meßverfahren und exakte Angaben in den Reparaturbüchern (z. B. Meßfrequenzen) mit dazu beitragen, daß das Messen von Gerätedaten und damit die Auswertung von Röhrentoleranzen genauer durchgeführt werden kann. Für die genaue Festlegung der Gerätekennwerttoleranzen wäre es wünschenswert, die Raumladungskapazitäten, den elektronischen Ausgangswiderstand und den Eingangswiderstand hinsichtlich ihrer Toleranzen genauer zu erfassen. Diese letzte Forderung ist deshalb noch nicht gestellt worden, weil im allgemeinen die genaue Erfassung der Auswirkung von Röhrentoleranzen noch nicht bzw. nicht in die Daten von Geräten aufgenommen wird. Lediglich für Postverstärker [2] liegen Pflichtenhefte vor.

Der Verfasser hofft, mit diesen kurzen Ausführungen eine Übersicht über die in einem Rundfunkempfänger zu erwartenden Streuungen der elektrischen Daten gegeben zu haben.

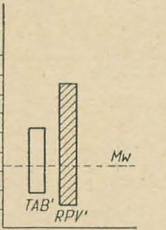
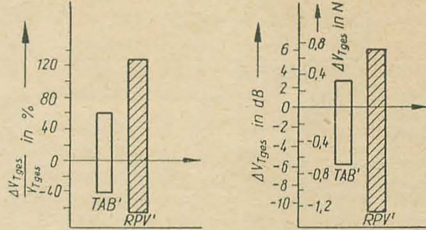


Bild 15: Verstärkungswerte des UKW-Tuners



Literatur

[1] J. Schalldach: Röhrengrenzwerte und die sich daraus ergebenden Folgerungen für die Geräteentwicklung; Nachrichtentechnik 2 (1951) S. 56 ··· 58

[2] J. Schalldach: Sonderheft der Mitteilungen aus dem Institut für Post- und Fernmeldewesen vom 30. 10. 1957; S. 14 bis 20

[3] E. Semlin: Die elektrischen Daten eines Rundfunkempfängers in Abhängigkeit von den herstellungsbedingten Röhrenstreuungen; Diplomarbeit, Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren, Technische Hochschule Dresden, 1959

Wann Vierspurtechnik?

Ing. HEINZ LEHMANN

Mitteilung aus dem VEB Meßgerätewerk Zwönitz, Entwicklungsstelle Berlin

Die Magnetspeichertechnik hat sich in den beiden letzten Jahrzehnten stetig weiterentwickelt. Waren es zuerst mutige Amateure, die 1948 in enger Anlehnung an die dreimotorige Studiomaschine die ersten Heimgeräte mit halbierter Bandgeschwindigkeit — 38 cm/s — herstellten, so begründeten die industriell gefertigten Geräte mit 19 cm/s Bandgeschwindigkeit den heute bedeutenden Industriezweig der Heimmagnetbandgeräte. Hier ist das 1950 herausgekommene BG 19 in der DDR und das KL 15 von Telefunken in der Bundesrepublik zu den Pioniergeräten aus der Reihenfertigung zu nennen.
Mit Konstruktionen hoher Genauigkeit wurden bei diesen Geräten die Bänder doppelt ausgenutzt. Bei jedem Durchlauf wurde jeweils nur die halbe Bandbreite abzüglich einer neutralen Zone magnetisiert (Bild 1). Nachdem die Bandhersteller für die Heimtontechnik geeignete Bänder entwickelt hatten (CH, FS, LG), wurden mit dem international genormten Doppel- oder Zweispurverfahren Übertragungsbereiche bei 19 cm/s Bandgeschwindigkeit erzielt, die dem seinerzeit eingeführten UKW-Rundfunk gleichkamen.
Von Jahr zu Jahr steigerte sich der Bedienungskomfort der Heimmagnetbandgeräte, verbesserte sich ihre Formgebung, stiegen die Produktionszahlen bei fallenden Gerätekosten und geringer werdendem Gerätevolumen. Der Stand der Magnetspeichertechnik wurde nicht mehr durch die zahlenmäßig geringen Studiogeräte bestimmt, sondern durch die ausgefeilten Heimtongeräte. Erst in jüngster Zeit wurden dem Magnetspeicherverfahren in der kommerziellen Technik, Videoaufzeichnung, Meßwertspeicherung, Flugsicherung usw., neue Anwendungen erschlossen.
Mit der sich verbessernden Technologie der Feinwerktechnik ging man 1956/57 zur Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s als Standardgeschwindigkeit für Heimgeräte über. Vervollkommnete Bänder (FSP, LGS, CR) ließen die Übertragungseigenschaften unverändert; ökonomisch konnte das Heimtongerät weiter neben der inzwischen populär gewordenen Langspielplatte bestehen. In der DDR erschienen die Geräte KB 100, BG 23.
Mit der Einführung der Schallplattenstereofonie tauchte die Frage stereofonischer Magnetbandaufzeichnungen für Heimzwecke auf. Man konnte statt der monofonen Doppelspurausnutzung beide Stereokanäle auf die normale Bandbreite aufzeichnen. Allerdings verdoppelt sich hierbei der Bandverbrauch. Es lag daher auf der Hand, die Zweispuraufzeichnung nochmals zu teilen, um bei gleichen Bandkosten eine Stereoinformation unterbringen zu können.
Eilfertig erschienen 1958/59 die ersten Heimtongeräte in Stereo- und Vierspurtechnik auf dem Weltmarkt. Stereoaufzeichnung bei gleichen Bandkosten, vier Spuren bei monofoner Ausnutzung, halber Bandverbrauch gegenüber dem bisherigen Doppelspurverfahren, lauteten die Werbesprüche. Die Normung über Richtung und Lage der vier Spuren war nur noch eine Bestätigung des bereits propagierten Verfahrens (Bild 2).
Es zeigte sich, daß die Übersprechdämpfung zwischen beiden Parallelspuren wegen des größeren räumlichen Abstandes besser zu beherrschen war, als bei Zweispurstereofonie, bei der die beiden Spuren eng benachbart sind. Für den Amateur erfüllte sich mit dem Vierspurmonobetrieb ein lange gehegtes Vorhaben. Beide Parallelspuren sind mit getrennten unabhängigen Aufnahme-Wiedergabeverstärkern versehen, so daß Misch-, Überblendungs- und Playback-Aufnahmen, die vorher zwei Geräte erforderten, mit nur einem Gerät möglich wurden. Während der erste Kanal auf Wiedergabe läuft, kann auf der Parallelspur synchron dazu eine passende Information aufgenommen werden. Durch gleichzeitiges Abspielen beider Parallelspuren werden beide Aufzeichnungen gemischt wiedergegeben. Es ist sogar möglich, die Aufzeichnung der ersten Spur unter Hinzumischung weiterer Informationen auf die Parallelspur umzuspielen (play-back) und diesen Vorgang unter jedesmaligem Hinzumischen neuer Informationen so oft zu wiederholen, wie es die Qualitätsminderung beim Umspielvorgang zuläßt (multi-play-back). Für den ernsthaften Amateur, der nun selbst mit nur einem Gerät einen vielstimmigen Gesang mit Begleitung produzieren kann, ergeben sich verlockende Möglichkeiten. Ihm stehen praktisch zwei Geräte zur Verfügung, bei dem die „beiden Bänder" absolut synchron laufen.
Ein Problem ist aber die Übertragungsqualität. Die ersten Hersteller dieser Geräte sahen sich einer großen Anzahl von Kundenreklamationen gegenüber. Man muß sich vorstellen, daß die Teilung der Halbspur von 2,8 mm Breite in zwei je 1 mm breite Spuren und einer neutralen Zone einen Nutzspannungsverlust von etwa 8 dB zur Folge hatte. Um den gleichen Fremdspannungsabstand wie bei Zweispurgeräten beibehalten zu können, mußten erhebliche Anstrengungen in der elektrischen Auslegung gemacht werden. Die Anforderungen an die Genauigkeit der Magnetköpfe, der Bandführungselemente, des gesamten Antriebes und seiner Justage wurden außerordentlich groß und stellten die Technologie vor neuartige Aufgaben. Für den Kunden jedoch war die Amplitudenmodulation der Stein des Anstoßes. Es ist leicht einzusehen, daß bei einer 2,8 mm breiten Spur eine 1 mm große Inhomogenität im Band einen Pegelverlust um 30 oder 40%, bei der Vierspurtechnik jedoch ein völliges Aussetzen der Modulation bedeutet. Also setzte ein Ansturm auf die Bandhersteller ein. Diese Mängel wurden beseitigt. Heute stehen z. B. in Westdeutschland Bänder auf Polyesterbasis (PE 31, PE 41, PES 26) zur Verfügung, deren Eigenschaften die Vierspurtechnik vom Band her ermöglichen. Trotz hochwertiger Bänder zeigte sich kein völliges Verschwinden der Amplitudenstörungen, der sogenannten drop-outs. Hier ist der schlechte Band-Kopfkontakt als Ursache ermittelt worden. Bei Magnetkopfspalten von 2 ··· 3 μm Weite führt ein 1 μm großes Staubkorn bereits zu merklichen Nutzspannungsverlusten. Nunmehr hieß die Weisung, staubfreie Bänder mit antistatischen Eigenschaften entsprechend verpackt und aufbewahrt, staubfreie Geräte, eingebaute Bandreiniger, peinliche Sauberkeit beim Kunden. Unter Beachtung dieser Faktoren waren endlich annehmbare Vierspuraufnahmen erreichbar.
Parallel dazu lief die Entwicklung von kleineren Bauelementen, von speziellen Leitungen und Kabeln mit kleinsten Durchmessern und hoher Schmiegsamkeit, von Miniaturkontaktbauelementen und nicht zuletzt von neuen Hochgenauigkeitslaufwerken, so daß heute die Vierspurtechnik ihre Kinderkrankheiten überwunden haben dürfte. Die bekanntesten westdeutschen Vierspurgeräte in Flachbauweise bieten gleiche Qualität wie ein früheres Zweispurgerät bei gleichem Volumen und Preis. Die Unterbringung von zwei Verstärkern ohne Vergrößerung der Gehäuseausmaße ist eine anzuerkennende Leistung.
Wann werden nun in der DDR Vierspurgeräte in den Handel kommen? Die Leitentwicklungsstelle für Elektroakustik im VEB Meßgerätewerk Zwönitz hat aufmerksam und gewissenhaft die internationale Entwicklung verfolgt. An der Entwicklung eines Vierspurgerätes wird — aufbauend auf einem Standardlaufwerk — gearbeitet.

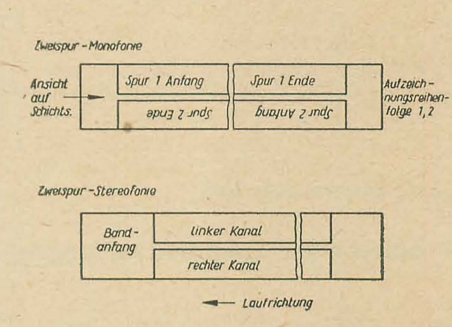


Bild 1: Einteilung der Spuren bei dem Zweispurverfahren

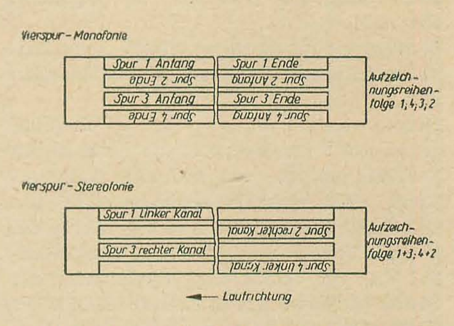


Bild 2: Einteilung der Spuren bei dem Vierspurverfahren

Die Entwicklung und Fertigung eines solchen Magnetbandgerätes, das eines der präzisesten Erzeugnisse der Elektroakustik darstellt, kann nicht losgelöst vom gesamten Stand der Elektrotechnik, der Feinwerktechnik, der Chemie und anderer beteiligter Industriezweige betrachtet werden oder sogar vonstatten gehen. Frühzeitig wurden die Voraussetzungen und die notwendige Bereitwilligkeit der zahlreichen Zulieferbetriebe für Magnetbänder, Kontaktbauelemente, Bauelemente für gedruckte Schaltung, Kabel und Leitungen, Vierspurmagnetköpfe, Halbleiter, Genauigkeitsdruckguß erkannt. Die Leitentwicklungsstelle für Elektroakustik hat deshalb schon vor langer Zeit diesen Betrieben die Forderungen zur Einführung der Vierspurtechnik mit Nachdruck übermittelt. Während die Entwicklung eines Antriebsmotors in Flachbauweise mit 52 mm Bauhöhe im vorigen Jahr vom VEB Elektrogerätebau Leisnig abgeschlossen wurde, ist die Fertigungsaufnahme von Vierspurköpfen im VEB Funkwerk Leipzig noch völlig ungeklärt, obgleich bereits Fertigungsmuster vorhanden sind. Ebenso schwierig gestaltet sich die Fertigungsaufnahme von Kontaktbauelementen, Steckverbindungen und Tastenschaltern.

Primäre Voraussetzung für die Vierspurtechnik und für Zweispurgeräte mit Weltstand ist jedoch ein geeignetes Magnetband. Hier ist vom VEB Meßgerätewerk Zwönitz alles erdenkliche unternommen worden, um vom VEB Filmfabrik Agfa Wolfen Magnetband des Typs CS zu erhalten, ohne daß eine Lieferung in nächster Zeit in Aussicht steht.

Der Entwicklungsabschluß und die Fertigungsaufnahme eines Vierspurgerätes ist weiter abhängig von der kontinuierlichen Lieferfähigkeit für eine große Zahl von Zubehörteilen, Bauelementen und Halbzeugen und von der notwendigen Kapazität im Werkzeugbau. Sofern diese Voraussetzungen erfüllt sind, wird auch in der DDR die Fertigung eines ausgereiften, erprobten Vierspurgerätes aufgenommen werden.

(Fortsetzung von Seite 709)

Probleme der Ersatzteilversorgung importierter TV-Empfänger

(die Stelle, die für die Ersatzteilespezifikation zuständig ist) besteht aber die Vereinbarung eines dreimonatigen Bestelltermins. Umgekehrt wäre das vielleicht zu verstehen, aber so?!

Wenden wir uns nun einer erfreulicheren Tatsache zu, obwohl auch auf sie ein Schatten fällt.

Oben erwähnten wir den neuen TV-Empfänger „Lotos". Inzwischen ist das Gerät in den Verkauf gelangt und hat sich bestimmt schon viele Freunde erworben. Wie uns mitgeteilt wurde, ist bei diesem Gerät die Ersatzteilfrage vorerst gesichert. Das bedeutet, daß vor einsetzender Auslieferung der Geräte sämtliche Garantieersatzteile für die Erstbestückung jetzt rechtzeitig zur Verfügung stehen, obwohl auch hier wiederum große Schwierigkeiten überwunden werden mußten. So sollten 50% der Gerätelieferung für 1961 per 30. 7. 61 und die restlichen 50% per 30. 9. 61 erfolgen. „Bereits" am 4. 7. 61 (!) forderte Heim-Electric von Magdeburg die Ersatzteilespezifikation an, obwohl sie schon etwa 6 Monate früher hätte in Prag sein müssen — und jetzt beginnt die Tragikomödie. Für diese Aufstellung wurde von Heim-Electric den Kollegen in Magdeburg lediglich ein ganz simpler Schaltplan — so wie er jedem Gerät beiliegt — zur Verfügung gestellt. Kein Gerät, um sich eine Vorstellung von den Ersatzteilen, ihrer Gefährdung und Störanfälligkeit machen zu können, keine genauen Unterlagen, nur lediglich ein Schaltplan. Die Kollegen in Magdeburg vollbrachten das Wunder; sie lieferten in kürzester Zeit die Spezifikation; vielleicht haben sie sogar trotzdem die einzelnen Positionen richtig eingeschätzt.

Damit war natürlich die gefährdete Terminlage noch nicht geklärt. Die Geräte hätten entweder verkauft werden müssen, obwohl die Ersatzteile noch nicht zur Verfügung standen, oder sie hätten unnötig lange einlagern müssen — und das hätte man sich bei dem derzeitigen Bedarf an TV-Geräten überhaupt nicht erlauben können. Auf Einladung des Prager Vertragspartners (!) an Magdeburg fuhren Vertreter des Versorgungskontores in Magdeburg unter Hinzuziehung einer Kollegin der Heim-Electric direkt in die ČSSR. Den gemeinsamen Bemühungen und dem freundschaftlichen Entgegenkommen der tschechoslowakischen Stellen ist es zu verdanken, daß Kompromißlösungen geschaffen wurden und die Ersatzteile vorfristig zur Verfügung standen.

Hier ist es trotz Versagens einer zentralen Stelle noch einmal gut gegangen. Sei der Grund nun fehlende Qualifikation, oder eine personelle Unterbesetzung; eins ist klar, so geht das nicht weiter. Es müssen grundlegende Maßnahmen getroffen werden, damit sich dieser Vorgang nicht wiederholt.

Das ist der entscheidende Grund der eingangs erwähnten Zurückhaltung des Käufers bei importierten TV-Geräten. Die gelieferten Geräte aus den befreundeten Ländern sind bestimmt nicht schlechter als die der DDR-Produktion.

Es muß dazu kommen, daß ein gut sortiertes Ersatzteillager für alle im Handel befindlichen TV-Geräte der in- und ausländischen Produktion (einschließlich der bereits ausgelaufenen Typen) ständig vorhanden ist.

Wir hoffen, unseren Lesern in der nächsten Zeit über eine eingehende Stellungnahme der Heim-Electric berichten zu können . . .

Jancke

OFFENER BRIEF

An das
Ministerium für Post- und Fernmeldewesen
Bereich Rundfunk und Fernsehen
Z. H. des Stellv. des Ministers, Herrn Probst

Sehr geehrter Herr Minister!

Wir schulden es dem Ansehen unserer Zeitschrift bei unseren Lesern, folgendes öffentlich zu erklären:

Unsere Leser haben erst Wochen nach den entsprechenden Veröffentlichungen in der Tagespresse etwas über den neuen Antennenmast des Deutschlandsenders in Zehlendorf in radio und fernsehen gelesen — und auch dann nur das, was in der Tagespresse gestanden hat. Über den neuen Fernsehsender in Dresden und den Umsetzer in Frankfurt/Oder werden sie bei uns gar nichts finden können. Denn die Mitteilung über deren Inbetriebnahme ging uns im gleichen Wortlaut wie der Tagespresse zu, dafür aber etwas später: Ihr Schreiben an uns war von dem gleichen Tag datiert — dem 17. Oktober —, an dem sie als ADN-Meldung im „Neuen Deutschland" stand. Und wir halten es nicht für sinnvoll, unseren Lesern mit einer Verzögerung von etwa vier Wochen etwas mitzuteilen, was sie im gleichen Wortlaut bereits aus der Tagespresse entnehmen konnten.

Wir haben für diese Erklärung die Form eines Offenen Briefes an Sie gewählt, Herr Minister, weil einzig und allein die Ihnen unterstellten Dienststellen schuld an diesem Zustand sind. Die Zusammenarbeit mit Ihren Dienststellen war schon mal besser. Man hatte dort schon einmal begriffen, daß man einer halbmonatlich erscheinenden Zeitschrift Mitteilungen (mit einer Sperrfrist!) wesentlich früher zugehen lassen muß als der Tagespresse und daß sie auch einen anderen, technisch mehr ins einzelne gehenden Inhalt haben müssen. Man hatte in Ihren Dienststellen auch schon einmal verstanden, daß technische Fachzeitschriften überall in der Welt politische Aussagen enthalten und enthalten sollen, indem sie nämlich z. B. den Stand der eigenen Technik demonstrieren und propagieren. Man hatte schon einmal angefangen, uns bei der Durchführung unserer Aufgaben, die sich für uns aus diesem Zusammenhang ergeben, zu unterstützen. Aber das ist leider inzwischen Vergangenheit geworden. Wenn — seit einiger Zeit — ein neuer, interessanter Antennenmast errichtet, ein neuer Sender oder eine andere neue Einrichtung der Hochfrequenz-Nachrichtentechnik in Betrieb genommen wird — was geht das die Fachzeitschrift an?! Wir hatten darum gebeten, daß der Bereich Rundfunk und Fernsehen in unseren neu gebildeten Redaktionsausschuß einen Vertreter entsendet. Sie hatten zugestimmt und als Stellvertreter Herrn Oertel benannt; aber auf der ersten Ausschußsitzung ließ sich Herr Oertel vertreten, und zu der zweiten Sitzung erschien weder Herr Oertel noch ein Vertreter (zwei Tage später wurde uns telefonisch als Entschuldigung mitgeteilt, unsere Einladung sei „liegengeblieben"). Wir schrieben Herrn Klose, dem Leiter der HV Rundfunk- und Fernsehbetrieb, und übermittelten ihm einige Informationen, die nach unserer zugegebenerweise beschränkten Einsicht für ihn von einigem Interesse sein mußten. Herr Klose ließ sich nicht soweit herab, uns einer Antwort zu würdigen!

Da Sie auf diese Weise angesprochen werden, Herr Minister, sind wir sicher, recht bald eine Stellungnahme von Ihnen zu erhalten.

Mit sozialistischem Gruß

Peter Schäffer
Verantwortlicher Redakteur

TV-Weitempfangsbeobachtungen 1961

Von verschiedenen Lesern erhielten wir Anfragen, ob wir auch in Anbetracht der jetzt häufig in der Öffentlichkeit erhobenen Forderung, die Antennen richtig zu stellen, weiterhin Berichte über TV-Überreichweitenempfang veröffentlichen würden. Wir sind der Ansicht, daß TV-Überreichweitenempfang und Westfernsehen nichts, aber auch gar nichts miteinander zu tun haben. Wir sind ein Fachorgan unserer Republik, und wir sehen unsere Aufgabe darin, dazu beizutragen, unsere Arbeiter-und-Bauern-Macht durch die optimale Entwicklung der Hochfrequenztechnik und Elektronik so schnell und weitgehend wie möglich zu stärken. Die Einheit von Politik und Technik wird uns gerade von den Westberliner und den westdeutschen Rundfunksendern und Fernsehstationen vordemonstriert, die mit einer hochentwickelten Technik einen durch keinerlei sachliche Bedenken gehemmten ideologischen Krieg gegen unsere Republik und gegen unseren Aufbau führen. Aus diesem Grunde sind auch wir der Ansicht, daß West-Rundfunkhören und -Fernsehen keineswegs dazu dienlich ist, etwa allseitig objektiv informiert zu werden, sondern im Gegenteil durch die dort — manchmal sehr geschickt — vorgetragene Entstellung der Tatsachen zu einer sehr schädlichen Mißinformation führen muß. Wir sehen auch keinen Beweis einer persönlichen Objektivität in dem Besitz einer vielelementigen, nach dem Westen gerichteten Yagi-Antenne, mit der man den Deutschen Fernsehfunk unserer Republik überhaupt nicht mehr empfangen kann, deren Besitzer also offenbar nach dem Vorbild unseres alten Jugendfreundes Mister Pief aus „Plisch und Plum" von Wilhelm Busch handelt:

„Warum soll ich nicht beim Gehen —
spricht er — in die Ferne sehen?
Schön ist es auch anderswo,
und hier bin ich sowieso!"

Man sollte die anschließenden Verse recht bedenken:

„Hierbei aber stolpert er
in den Teich und sieht nichts mehr!"

Der TV-Überreichweitenempfang ist demgegenüber etwas völlig anderes. Handelt es sich bei dem Westfernsehen um den regelmäßigen Empfang eines noch in Normalreichweite liegenden Programms, oft mit Hilfe einer vielelementigen Yagi-Antenne, so geht es bei dem Überreichweitenempfang um den sporadischen Einfall eines weit außerhalb der normalen Reichweite liegenden Senders. Es handelt sich dabei um sowjetische, tschechoslowakische, ungarische, schwedische, finnische, manchmal englische und französische und mit bemerkenswerter Häufigkeit spanische Sender, die für einige Minuten (bis über eine Stunde) einfallen und dann wieder schwinden. Die Empfängerantennen können mehrelementige Yagi-Antennen — dann meist drehbar angeordnet — oder auch einfache Dipole sein. Wir wissen noch nicht sehr viel über die der Ausbreitung der VHF-Wellen zugrunde liegenden Gesetze. Nach älteren Theorien dürfte es Überreichweitenempfang eigentlich überhaupt nicht geben. So wie die Amateure einen wesentlichen Anteil an der Entdeckung der Gesetze der KW-Ausbreitung hatten, wird auch die Entdeckung der Gesetze der Wellenausbreitung im m-Gebiet nicht ohne die Mitarbeit der Amateure möglich sein. Darin besteht die wissenschaftliche Bedeutung des TV-Überreichweitenempfangs; und darum werden wir auch weiterhin über die Erfahrungen unserer Leser auf diesem Gebiet berichten, um Anregungen zu geben und weiterzugeben. *D. Red.*

Zu den Empfangsversuchen standen zur Verfügung:

Empfänger: ein technisch weitgehend verbesserter TV-Empfänger „Alex" (Kanalwähler mit 12 Kanälen, 3 Bild-ZF-Stufen, Tonempfangsteil sowohl für CCIR-Ton als auch für OIR-Ton u. a.)

Antenne: eine 2-Element-Antenne (Faltdipol mit Reflektor für Kanal 3, horizontal polarisiert, drehbar im Dachboden montiert und ein einfacher Faltdipol für Kanal 4, vertikal in Richtung SW montiert. Ferner eine Skelettschlitzantenne für Kanal 7, ebenfalls fest in Richtung SW montiert.

Pünktlich in den ersten Maitagen traten wieder die erwarteten Überreichweiten auf. Die Sowjetunion fiel gleich mit zwei verschiedenen Programmen auf ein und demselben Kanal ein, so daß die Bilder zeitweilig stark durch Überlagerungsstreifen gestört wurden. Sobald der Sender des einen Programms Schwund zeigte, kippte das Bild um, und das andere Programm wurde sichtbar. Ein Zeichen dafür, daß die Zeilenfrequenzen geringfügig voneinander abweichen.

Im allgemeinen konnten Bild und Ton gut empfangen werden, doch fehlte manchmal auch der Ton. Am 2. 7. 61 gegen 18^{30} Uhr brachte ein Programm etwa 20 Minuten lang deutsche Schlagermelodien, und zwar Lipsis, die zum Teil von Helga Brauer gesungen wurden, während beim anderen Programm der Defa-Film „Ehesache Lorenz" lief. Die SU wurde im diesjährigen Überreichweitenzeitraum mit 33 Tagen am häufigsten empfangen.

An zweiter Stelle folgt das spanische Fernsehen mit 24 Empfangstagen. Es kam, bis auf wenige Ausnahmen, relativ störungsfrei und erreichte in bezug auf Stärke und Auflösung mitunter die Qualität eines Ortssenders. An verschiedenen Tagen konnte fast das gesamte Abendprogramm verfolgt werden. Der Ton war auch hier in der Mehrzahl da. Die Sender in den Kanälen 2 und 3 konnten mit der Vertikalantenne besser empfangen werden.

Italien war dieses Jahr schlechter zu empfangen, das Bild wurde meist durch noch andere TV-Stationen, die gleichzeitig mit einfielen, überlagert, und der Ton fehlte auch öfter. RAI konnte an dreizehn Tagen empfangen werden.

England und Frankreich kamen auch in diesem Jahr wieder mit großen Feldstärken an. Leider war eine Bildauflösung wegen der anderen Fernsehnorm (andere Zeilenfrequenz und Positivmodulation u. a.) nicht möglich. Bei entsprechender Einstellung des Zeilenfrequenzreglers erschienen auf dem Bildschirm die weißen Austastbalken mehrmals und dazwischen, stark zusammengedrängt, der Bildinhalt. Auf Grund des vorhandenen Begleittones konnte aber die Identität festgestellt werden. Des weiteren kann man auch mit Hilfe der Feinabstimmung den Unterschied zwischen dem englischen und dem französischen Fernsehen ermitteln. Bekanntlich hat das französische Fernsehen einen Bild-Ton-abstand von 11,15 MHz und das engliche Fernsehen von nur 3,5 MHz. England konnte an acht Tagen und Frankreich an sieben Tagen empfangen werden. Auch diese Sender kamen mit der vertikalpolarisierten Antenne besser.

Das rumänische Fernsehen konnte an fünf Tagen empfangen werden. Bild und Ton wurden mit der Horizontalantenne gut gesehen bzw. gehört. Österreich wurde an vier Tagen gesehen, jedoch war das Bild sehr schwach und der Ton selten vorhanden.

Das gleiche gilt für das portugiesische Fernsehen, das dreimal empfangen werden konnte. Es liegt aber die Vermutung nahe, daß Portugal noch mehrmals mit gutem Bild einfiel, doch konnte das bei den empfangenen Sendungen nicht mit Sicherheit festgestellt werden.

Die Schweiz fiel an zwei Tagen ein und Schweden nur einmal. Teilweise konnten die Sender auf Grund der großen Feldstärken sogar mit Hilfsantennen gut empfangen werden, z. B. UKW-Antennen und Band-III-Antennen.

Am 10. und 31. Juli 1961 waren besonders gute Ausbreitungsbedingungen. Innerhalb von zwei Stunden konnten sechs oder sieben Länder aus den verschiedensten Himmelsrichtungen empfangen werden.

In der ganzen diesjährigen Überreichweitenperiode wurden 27 ausländische Sender aus 12 Ländern gesehen. Seit dem 2. 9. herrschte völlige Stille, so daß man annehmen konnte, daß es mit dem Weitempfang für dieses Jahr vorbei ist. Aber am 1. 10. 61 wurden nochmals — wahrscheinlich zum letzten Mal — die SU und RAI empfangen.

Reinhard Kubitza, Görlitz

Zusammenstellung der Empfangsbeobachtungen

1. Sowjetunion

fällt mit zwei verschiedenen Programmen ein.
Empfangen am:

6.5.61 von $18^{30} \cdots 19^{15}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
7.5.61 von $10^{00} \cdots 11^{45}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
27.5.61 von $17^{00} \cdots 18^{15}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
28.5.61 von $18^{00} \cdots 18^{45}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
29.5.61 von $17^{30} \cdots 19^{00}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
30.5.61 von $17^{00} \cdots 18^{00}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
7.6.61 von $16^{45} \cdots 18^{00}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
11.6.61 von $9^{30} \cdots 18^{00}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
12.6.61 von $17^{00} \cdots 19^{00}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
13.6.61 von $18^{00} \cdots 19^{30}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
14.6.61 von $16^{00} \cdots 20^{00}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
19.6.61 von $20^{00} \cdots 20^{30}$ Uhr	OIR-Kanal 1
28.6.61 von $17^{00} \cdots 19^{00}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
2.7.61 von $9^{00} \cdots 20^{00}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
5.7.61 von $18^{00} \cdots 19^{30}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
7.7.61 von $17^{15} \cdots 19^{30}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
8.7.61 von $14^{00} \cdots 19^{30}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
10.7.61 von $17^{30} \cdots 19^{00}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
14.7.61 von $11^{00} \cdots 12^{00}$ Uhr	OIR-Kanal 1
15.7.61 von $11^{15} \cdots 12^{10}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
16.7.61 von $17^{00} \cdots 18^{30}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
20.7.61 von $14^{00} \cdots 19^{30}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
24.7.61 von $17^{50} \cdots 18^{30}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
27.7.61 von $16^{30} \cdots 17^{30}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2
29.7.61 von $19^{00} \cdots 19^{30}$ Uhr	OIR-Kanal 2
4.8.61 von $13^{00} \cdots 15^{00}$ Uhr	
und $17^{30} \cdots 18^{30}$ Uhr	OIR-Kanal 1+2



Bild 1: UdSSR

Datum	Zeit	Kanal
6.8.61	von 14^{00}...17^{30} Uhr	OIR-Kanal 1+2
8.8.61	von 17^{40}...19^{30} Uhr	OIR-Kanal 1+2
10.8.61	von 17^{00}...19^{30} Uhr	OIR-Kanal 1+2
11.8.61	von 15^{00}...19^{00} Uhr	OIR-Kanal 1+2
13.8.61	von 14^{00}...20^{00} Uhr	OIR-Kanal 1+2
2.9.61	von 17^{00}...19^{30} Uhr	OIR-Kanal 1+2
1.10.61	von 16^{50}...17^{30} Uhr	OIR-Kanal 1+2

2. Spanien (TVE) empfangen am:

Datum	Zeit	Kanal
7.5.61	von 14^{45}...15^{30} Uhr	CCIR-Kanal 4
28.5.61	von 21^{00}...22^{15} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
1.6.61	von 15^{15}...16^{30} Uhr und 19^{30}...21^{45} Uhr	CCIR-Kanal 2+3+4
20.6.61	von 19^{20}...19^{50} Uhr	CCIR-Kanal 2
26.6.61	von 19^{30}...21^{00} Uhr	CCIR-Kanal 2+3+4
28.6.61	von 19^{45}...20^{10} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
3.7.61	von 19^{30}...21^{15} Uhr	CCIR-Kanal 2+3+4
4.7.61	von 19^{30}...22^{00} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
7.7.61	von 19^{30}...20^{30} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
9.7.61	von 19^{00}...21^{00} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
10.7.61	von 19^{15}...22^{00} Uhr	CCIR-Kanal 2+3+4
11.7.61	von 20^{45}...21^{15} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
14.7.61	von 20^{30}...22^{30} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
15.7.61	von 19^{30}...22^{00} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
19.7.61	von 19^{45}...20^{30} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
20.7.61	von 15^{15}...16^{15} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
22.7.61	von 18^{00}...20^{00} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
24.7.61	von 19^{30}...20^{00} Uhr	CCIR-Kanal 2
31.7.61	von 14^{30}...16^{15} Uhr	CCIR-Kanal 2+4
6.8.61	von 19^{00}...19^{50} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
10.8.61	von 19^{30}...21^{30} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
14.8.61	von 18^{00}...22^{00} Uhr	CCIR-Kanal 2+3+4
15.8.61	von 17^{45}...18^{30} Uhr und 20^{00}...21^{30} Uhr	CCIR-Kanal 2+4
18.8.61	von 20^{30}...22^{00} Uhr	CCIR-Kanal 2+3+4

Die Sender sind:

Kanal	Sender	Leistung
Kanal 2	Navacerrada	235 kW
Kanal 3	Zaragoza	2 kW
Kanal 4	Bilbao	80 kW

3. Portugal empfangen am:

Datum	Zeit	Kanal
10.7.61	von 17^{00}...17^{20} Uhr	CCIR-Kanal 3
31.7.61	von 16^{00}...17^{30} Uhr	CCIR-Kanal 3
2.8.61	von 16^{30}...17^{00} Uhr	CCIR-Kanal 3

Der TV-Sender steht in Lousã und hat eine Leistung von 60 kW.

4. Italien (RAI) empfangen am:

Datum	Zeit	Kanal
8.5.61	von 16^{30}...16^{30} Uhr	CCIR-Kanal 2+3+4
30.5.61	von 19^{30}...19^{30} Uhr	CCIR-Kanal 4
7.6.61	von 16^{45}...18^{00} Uhr	CCIR-Kanal 3+4
15.6.61	von 18^{00}...19^{30} Uhr	CCIR-Kanal 3
24.6.61	von 16^{00}...17^{30} Uhr	CCIR-Kanal 3
10.7.61	von 18^{10}...18^{30} Uhr	CCIR-Kanal 2+3



Bild 2: Spanien

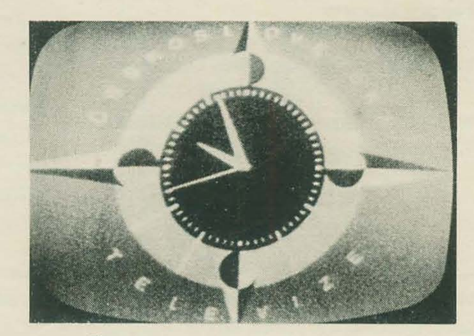


Bild 3: ČSSR

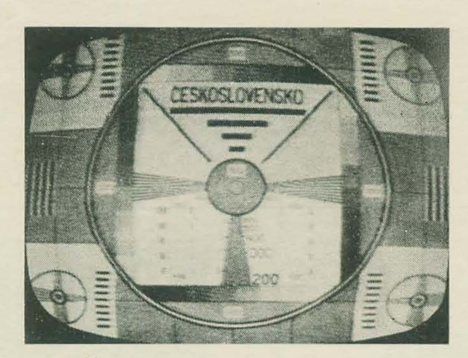


Bild 4: ČSSR

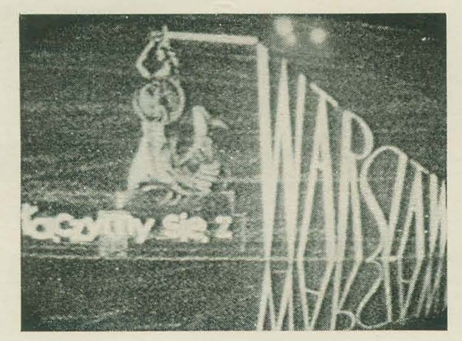
Datum	Zeit	Kanal
14.7.61	von 18^{45}...20^{30} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
17.7.61	von 15^{15}...15^{40} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
24.7.61	von 17^{00}...19^{00} Uhr	CCIR-Kanal 2+3
31.7.61	von 11^{50}...12^{10} Uhr und 14^{30}...15^{45} Uhr	CCIR-Kanal 3
1.8.61	von 17^{30}...18^{40} Uhr	CCIR-Kanal 3
15.8.61	von 20^{00}...20^{45} Uhr	CCIR-Kanal 3
1.10.61	von 16^{50}...17^{10} Uhr	CCIR-Kanal 3

5. Schweiz (PTT) empfangen am:

Datum	Zeit	Kanal
7.5.61	von 15^{45}...15^{55} Uhr	CCIR-Kanal 4
10.7.61	von 19^{00}...19^{10} Uhr	CCIR-Kanal 2+3

Im Kanal 2 strahlt der Sender Bantiger mit 30/6 kW, auf Kanal 3 sendet Uetliberg mit 20/4 kW und auf Kanal 4 La Dole 100/20 kW.

Bild 5: Volksrepublik Polen



6. Schweden (Sveriges Radio) empfangen am:

Datum	Zeit	Kanal
27.7.61	von 17^{50}...18^{00} Uhr	CCIR-Kanal 2

Der empfangene Sender ist höchstwahrscheinlich Hörby in Südschweden. Er sendet mit 100 kW.

7. Rumänische Volksrepublik (Radio-Telewiziunea Bucuresti) empfangen am:

Datum	Zeit	Kanal
7.5.61	von 11^{00}...12^{30} Uhr	OIR-Kanal 2
29.5.61	von 17^{45}...18^{15} Uhr	OIR-Kanal 2
7.6.61	von 17^{30}...18^{30} Uhr	OIR-Kanal 2
15.6.61	von 18^{00}...18^{30} Uhr	OIR-Kanal 2
24.6.61	von 16^{00}...16^{30} Uhr	OIR-Kanal 2

Der Sender steht in Bukarest und strahlt mit 24/10 kW.

8. Frankreich (PTF) empfangen am:

Datum	Zeit	Kanal
7.5.61	von 14^{30}...16^{00} Uhr	Kanal 3
26.6.61	von 19^{00}...19^{15} Uhr	Kanal 3
22.7.61	von 19^{00}...19^{45} Uhr	Kanal 3
30.7.61	von 15^{30}...17^{00} Uhr	Kanal 3
31.7.61	von 18^{50}...19^{30} Uhr	Kanal 3
2.8.61	von 17^{00}...17^{45} Uhr	Kanal 3
14.8.61	von 19^{00}...21^{00} Uhr	Kanal 3

9. England (BBC)

fiel zeitweilig mit vermutlich zwei Programmen ein. Empfangen am:

Datum	Zeit	Kanal
6.6.61	von 15^{45}...16^{30} Uhr	Kanal 2+3
15.6.61	von 18^{00}...19^{00} Uhr	Kanal 2+3
26.6.61	von 18^{30}...18^{45} Uhr	Kanal 2+3
2.7.61	von 19^{20}...20^{15} Uhr	Kanal 2+3
10.7.61	von 17^{30}...19^{00} Uhr	Kanal 2+3
15.7.61	von 13^{30}...15^{00} Uhr	Kanal 2+3
31.7.61	von 17^{00}...17^{30} Uhr	Kanal 2+3
2.8.61	von 18^{10}...20^{00} Uhr	Kanal 2+3

10. Österreich empfangen am:

Datum	Zeit	Kanal
25.2.61	von 19^{30}...22^{00} Uhr	Kanal 2
2.3.61	von 19^{00}...20^{00} Uhr	Kanal 2
31.7.61	von 18^{40}...19^{30} Uhr	Kanal 2
1.8.61	von 19^{30}...20^{10} Uhr	Kanal 2

Im Kanal 2 strahlt der TV-Sender Jauerling, 60/12 kW Sendeleistung.

11. ČSSR, Kanal 7+8

wird täglich mit Bild und Ton empfangen

12. Volksrepublik Polen, OIR-Kanal 2

wird täglich mit Bild und Ton empfangen

13. unbekannter Sender im Kanal 4, strahlte ein Schachbrettmuster mit sehr großen Quadraten aus. In den dunklen Quadraten war ein Stufengraukeil untergebracht.
empfangen am:

Datum	Zeit	Kanal
8.8.61	von 19^{30}...20^{00} Uhr	Kanal 4
10.8.61	von 19^{30}...21^{00} Uhr	Kanal 4
14.8.61	von 19^{00}...20^{20} Uhr	Kanal 4
15.8.61	von 19^{15}...20^{30} Uhr	Kanal 4

Bild 6: Volksrepublik Polen

